

<u>FECHA</u>	<u>DURACION</u>	<u>T E M A</u>	<u>PROFESOR</u>
Nov. 23	17:00 - 21:00	1.- Modulación y Demodulación de Señales Analógicas a) 1.1 Modulación Lineal 1.2 Modulación Angular	M.C. Caupolican Muñoz
Nov. 24	17:00 - 21:00	b) 1.3 Multicanalización por División de Frecuencia. 1.4 Moduladores y Demoduladores 1.5 Modulación por pulsos	
Nov. 25	17:00 - 21:00	c) 1.6 Ruido	Ing. Francisco Hernández R.
Nov. 26	17:00 - 21:00	2.- Modulación y Demodulación de Señales Digitales a) 2.1 Modulación por Pulsos Codificados (PCM) 2.2 Multicanalización por División de Tiempo 2.3 Modulación Delta.	M. en C. Salvador Landeros
Nov. 27	17:00 - 21:00	b) 2.4 Llaveo por Corrimiento de Amplitud (ASK) 2.5 Llaveo por Corrimiento de Frecuencia (FSK) 2.6 Llaveo por Corrimiento de Fase (PSK) 2.7 Efectos de Ruido.	M. en C. Salvador Landeros

2.-

<u>FECHA</u>	<u>DURACION</u>	<u>T E M A</u>	<u>PROFESOR</u>
Nov. 28	9:00 - 11:00	c) 2.8 Moduladores y Demoduladores 2.9 Detección y Codificación.	M. en C. Caupolican Muñoz
	11:00 - 14:00	3.- Planes de Frecuencia y ondas electromagnéticas a) 3.1 Frecuencias Necesarias en la Transmisión de Señales. 3.2 Espaciamiento mínimo de canales adyacentes.	Ing. Jesús Reyes G.
Nov. 30	17:00 - 21:00	b) 3.3 Ecuaciones de Maxwell 3.4 Ecuación de Onda. 3.5 Constante de Propagación.	Ing. Jesús Reyes G.
Dic. 1*	17:00 - 21:00	4.- Radiación en el Espacio Libre a) 4.1 Ganancia, Área Efectiva y Patrón de Radiación de una Antena. 4.2 Atenuación.	Ing. Jesús Reyes G.
Dic. 2	17:00 - 21:00	5.- Propagación de Ondas Centrítricas y Milimétricas. a) 5.1 Reflexión, Refracción y Difracción. 5.2 Absorción y Dispersión 5.3 Influencia de la Tierra 5.4 Desvanecimientos	M. en C. Salvador Landeros
Dic. 3	17:00 - 21:00	6.- Aplicaciones a) 6.1 Microondas Analógicas 6.2 Microondas Digitales	M. en C. Salvador Landeros.
Dic. 4	17:00 - 21:00	7.- Equipos a) 7.1 Transmisores 7.2 Receptores.	Ing. Francisco Hernández R.
Dic. 5	9:00 - 14:00	b) 7.3 Cables Coaxiales c) 7.4 Guías de Onda	Ing. Francisco Hernández R.





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

TELECOMUNICACIONES, VIA MICROONDAS

INTRODUCCION

SEÑALES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

MODULACION LINEAL

MODULACION ANGULAR

MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA

MODULADORES Y DEMODULADORES

MODULACION POR PULSOS

NOVIEMBRE, 1981

1. INTRODUCCION

Uno de los procesos básicos de las comunicaciones lo constituye, sin lugar a dudas, la modulación. Este mecanismo se hace necesario para permitir que la señal en procesamiento pueda adquirir algunas características deseables, sin que llegue a perder la información que lleva consigo. Esto implica que el objetivo a lograr es la transmisión de cierta información de un punto a otro, a través de un medio (que en general es el espacio o algún conductor) el cual debe permitir la propagación de señales eléctricas o electromagnéticas.

La información se dispone generalmente en forma de algún tipo de señal analógica, aunque también es común la de tipo digital, con ciertas características definidas. En los sistemas telefónicos y de radiodifusión comercial, por ejemplo, se trata de audio; en televisión y sistemas de facsímil, de imágenes que se descomponen en señales de video y de audio; así como en otros sistemas se trata de señales de muy baja frecuencia, muy débiles, de alta frecuencia o de pulsos. Cualquiera que sea la forma en que se disponga la información, por lo regular no está preparada para que se transmita con facilidad. En sistemas de audio, por ejemplo, la transmisión en forma de señal eléctrica por un cable parece ser una buena solución, pero, el costo del alambre aumenta con la distancia y el número de enlaces, se requiere un cable para cada enlace y en sistemas complejos esto puede ser muy oneroso. El problema se agudiza si se piensa en radiodifusión, donde el medio es el espacio abierto, porque una transmisión impediría las demás al ocupar para sí el medio de transmisión.

Afortunadamente la existencia de la modulación permite la posibilidad de enlaces que funcionan simultáneamente y que además optimizan otras características de las señales haciéndolas más aptas para ser transmitidas o procesadas. Así como los números y señales analógicas se digitalizan para que el procesamiento con computador sea más adecuado y más fácil, la modulación cumple un papel similar respecto de la información y el medio por el cual ésta debe viajar.

2. LAS SEÑALES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Por regla general la información se obtiene, o es conocida, más fácilmente en el dominio del tiempo, debido a que adopta la forma de señales de voltaje variables en el tiempo. Pero en ingeniería se sabe que las señales temporales tienen un espectro de frecuencias que las define perfectamente como una suma, normalmente infinita, de componentes discretos o continuos de frecuencia. En esta forma, toda señal conocida en el tiempo puede representarse por otra en el dominio de la frecuencia, de tal forma que ambas son equivalentes y representan lo mismo.

Formalmente, las señales se consideran determinísticas (es decir que pueden ser pronosticadas con exactitud) y aleatorias; las primeras se subdividen a su vez en periódicas (es decir que se repiten periódicamente) y en aperiódicas (no se repiten, pero constan de un patrón básico predecible). Las señales aleatorias son las que tienen un comportamiento errático y que, por tanto, no son pronosticables. En este caso caen por supuesto la información y el ruido, la primera porque si pudiese predecirse no sería información y el segundo, por su naturaleza. Las señales

aleatorias sólo pueden ser analizadas o definidas en función de métodos probabilísticos, lo que hace un poco difícil su manejo.

Esta situación implica, entonces, que hacen falta herramientas que permitan "modelar", o al menos circunscribir cada tipo de señal dentro de un esquema predeterminado. Afortunadamente tales herramientas existen e implican que los análisis en el dominio de la frecuencia son más sencillos.

Las señales periódicas, más fáciles de modelar por su carácter repetitivo, se transforman fácilmente en señales en el dominio de la frecuencia mediante la serie trigonométrica de Fourier, que se define

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos \left[n \omega_0 t + \underbrace{\phi_n}_{\phi_n} \right] \quad (1)$$

donde

$$X_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad n \geq 1$$

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \cos n \omega_0 t \, dt$$

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \sin n \omega_0 t \, dt$$

$$X_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) \, dt$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0} = \text{periodo o intervalo m\u00ednimo de repetici\u00f3n.}$$

$$\angle X_n = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

Las se\u00f1ales aperi\u00f3dicas, si se consideran como el l\u00edmite de una funci\u00f3n peri\u00f3dica cuyo periodo tiende a infinito, se modelan por medio de la Transformada de Fourier, que se define:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

En las ecuaciones (1) y (2), X_n y $\angle X_n$ juegan un papel similar a $X(\omega)$. X_n es un conjunto de n\u00fameros reales; asociados a cada valor de n (y de $n\omega_0$), y $\angle X_n$ es un conjunto de \u00e1ngulos de desfase, tambi\u00e9n asociados a n y $n\omega_0$. Por su parte $X(\omega)$ es una funci\u00f3n compleja que, por tanto, consta de una parte real $\{|X(\omega)|\}$, y de una parte angular $\{\angle X(\omega)\}$.

La \u00fanica diferencia entre ambas representaciones de las funciones peri\u00f3dicas y aperi\u00f3dicas (porque X_n , $\angle X_n$ y $X(\omega)$ son representaciones de ellas en el dominio de la frecuencia), consiste en que X_n y $\angle X_n$ definen una funci\u00f3n discreta en la frecuencia, ya que la variable es $n\omega_0$, mientras que $X(\omega)$ es una funci\u00f3n continua en ω .

Las figuras 1 y 2 representan respectivamente los casos de una funci\u00f3n peri\u00f3dica, cuyo espectro de amplitud (el conjunto X_n) es en consecuencia una funci\u00f3n discreta; y de una funci\u00f3n aperi\u00f3dica, cuyo espectro de amplitud (la funci\u00f3n $|X(f)|$), es continuo.

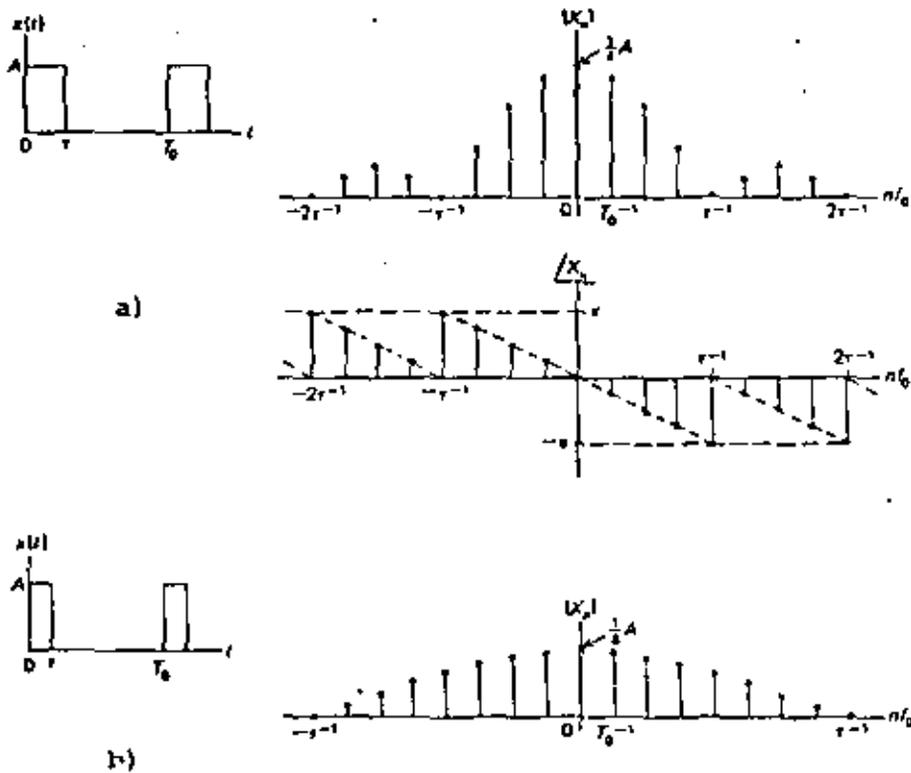


FIG. 1. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE, $|X_n|$ y φ_n , PARA UNA SEÑAL PERIODICA $x(t)$ DE PERIODO T_0 .

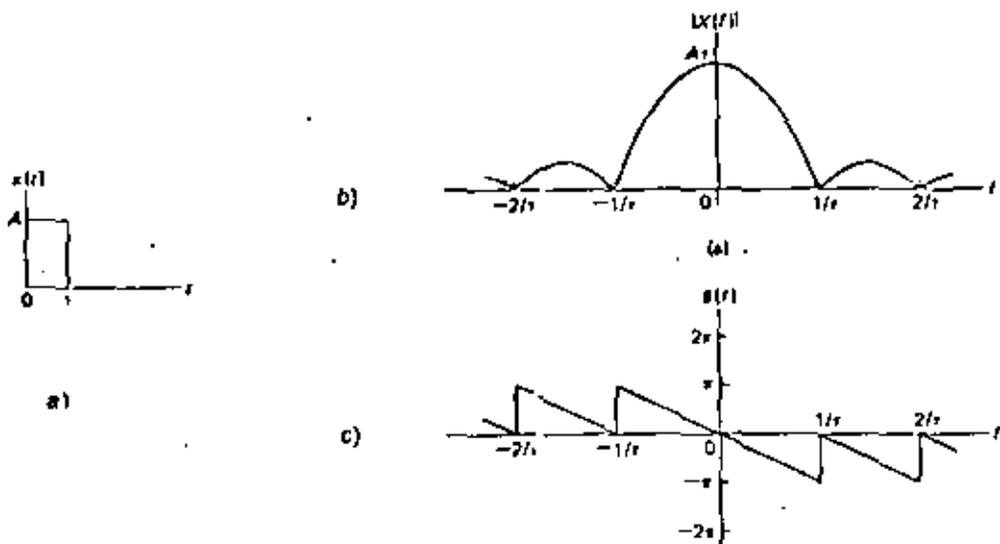


FIG. 2. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE, $|X(f)|$ y $\varphi(f)$, PARA UNA SEÑAL APERIODICA $x(t)$ SIMILAR A LA DE LA FIGURA 1, EXCEPTO POR SU CARACTER NO REPETITIVO.

Conviene aclarar algunas cuestiones respecto a la utilidad de estos resultados; primero, los espectros de amplitud no se alteran (o sea, $\{X_n\}$ y $|X(\omega)|$) cuando la señal en el tiempo sufre un corrimiento de fase. En cambio, los espectros de fase (o sea $\{\phi_n\}$ y $\angle X(f)$) sufren alteraciones sustanciales. Por esta razón, y como la fase de una señal no es relevante debido a que es una referencia artificial, normalmente se utilizan para representar en la frecuencia a las señales del tiempo únicamente los espectros de amplitud.

Por otra parte, los espectros, aunque en teoría infinitos, tienden a ocupar un determinado espacio en la frecuencia, ya que por lo regular sus valores tienden a disminuir al aumentar la frecuencia, o sea

$$\lim_{n \rightarrow \infty} X_n = 0$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} X(\omega) = 0$$

También en ocasiones suele ocurrir lo mismo cuando n (o bien ω) tienden a cero. Esto implica que si los espectros se reducen a su parte más representativa, se perderá muy poco de la señal original, al mismo tiempo que ésta podrá ser definida dentro de un determinado intervalo de frecuencias, comprendido entre una frecuencia mínima y una máxima, llamado ancho de banda. El ancho de banda de la señal de la figura 1 puede considerarse que es de alrededor de $7 f_0$ porque tiene un componente en $n=0$, para $n=7$ todavía hay un valor relativamente importante, y para $n \geq 8$ (arriba de $2/\tau$), los valores disminuyen considerablemente.

Nótese que para el caso de la figura 2, el espectro es continuo y es válida la consideración respecto del ancho de banda del caso anterior.

También es conveniente notar que entre las dos señales en el tiempo sólo existe una diferencia: que una se repite y la otra no. En la frecuencia se observa que la similitud se presenta en lo "envolvente"; la señal periódica es discreta y la no periódica es continua, pero la amplitud de la envolvente no cambia.

Esta similitud permite suponer que una señal aleatoria (como la información) también es posible de modelar de alguna forma en el dominio de la frecuencia, aunque no sea predecible. Lo importante, por supuesto, es que en este caso es posible constreñir a tales señales en anchos de banda definidos; por ejemplo, una señal de audio de alta fidelidad ocupa un ancho de banda de alrededor de 15 kHz, a pesar de ser aleatoria (ya que el oído humano no discrimina las frecuencias superiores). Si se desea una aproximación menos exacta, el ancho de banda puede reducirse hasta 3 kHz, que es el caso de los sistemas telefónicos.

En este último ejemplo se ve que, aunque se pierde calidad y fidelidad, no existe pérdida apreciable de información porque la señal continúa siendo inteligible.

Señales diferentes, y por tanto con anchos de banda distintos, pueden estandarizarse mediante técnicas de filtrado, que consisten simplemente en la eliminación de las frecuencias indeseables. Los filtros se clasifican según su función en pasabajas, que eliminan las frecuencias superio

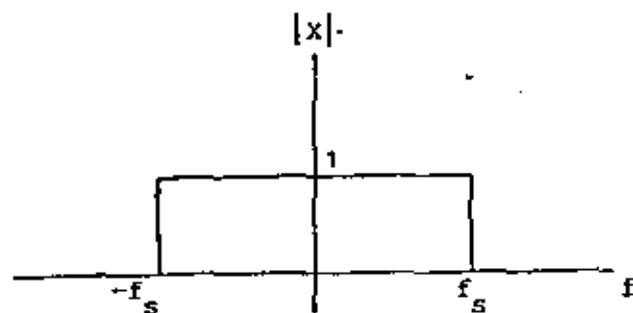
res a una predeterminada (frecuencia de corte); paso altas, que realizan la operación inversa; pasobandas, que eliminan las frecuencias fuera de un intervalo predeterminado; y de rechazo de banda que, como su nombre lo indica, eliminan una banda determinada.

La figura 3 muestra las características ideales de estos filtros en el dominio de la frecuencia; donde las frecuencias rechazadas son atenuadas por completo y las de paso no se modifican. En filtros reales es posible tener una ganancia superior a uno en estas frecuencias de paso, aunque en las bandas rechazadas nunca se obtiene una atenuación total (que correspondería a una ganancia cero).

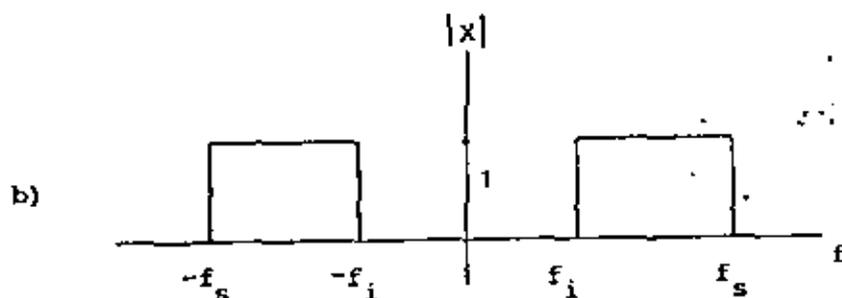
Finalmente debe destacarse que la gama de frecuencias de transmisión (próximas a las frecuencias de corte) de los filtros reales, sufren algunas alteraciones notables en amplitud y fase, porque la transición no puede ser violenta. Estas alteraciones apartan las características de la figura 3 de la idealidad; sin embargo, en primera aproximación se considerarán estas características ideales en los ejemplos que se presenten y se señalarán, cuando sea pertinente, las diferencias entre el modelo ideal y la realidad.

3. MODULACION LINEAL

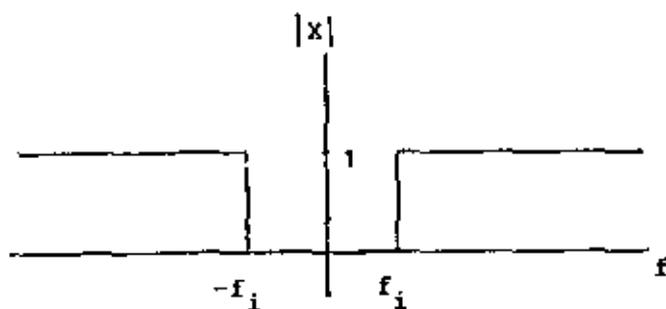
Las señales con las cuales se trabaja en comunicaciones (información) tienen, independientemente de su naturaleza determinística o aleatoria, un ancho de banda que, si no está restringido, puede delimitarse perfectamente sin alterar más allá de lo debido la información que contiene. Esto implica que se trabaja siempre con señales de banda limitada, las



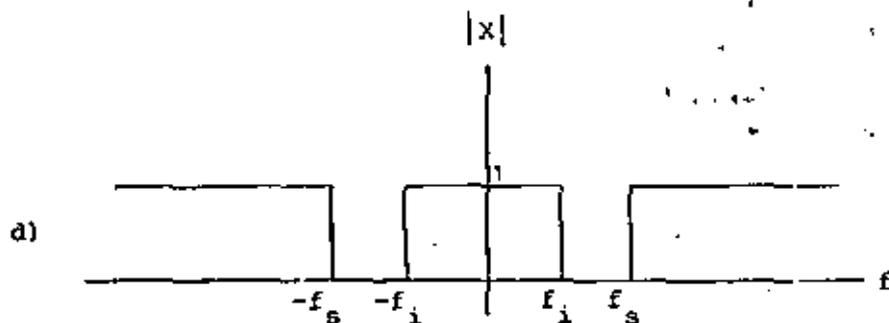
a)



b)



c)



d)

FIG. 3. REPRESENTACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LOS FILTROS IDEALES. a) FILTRO PASOBAJAS. b) FILTRO PASOBANDA. c) FILTRO PASOALTAS Y d) FILTRO DE RECHAZO DE BANDA. LAS FRECUENCIAS DE PASO APARECEN CON GANANCIA UNO Y LAS DE RECHAZO CON GANANCIA CERO.

cuales deben transmitirse a través del espacio libre o de un alambre. En ambos casos la transmisión de las señales en su estado normal implica desaprovechar el ancho de banda del canal (que no es infinito, pero usualmente muy elevado), transmitir señales en bandas no óptimas para ello, y no evitar una serie de problemas técnicos que acarrearán complejidad y altos costos.

El objetivo de la modulación es, entonces, la adecuación de la señal para que sea transmitida de acuerdo con las necesidades y no tal como está. Este proceso debe significar que, independientemente de las transformaciones que se realicen, la información contenida en la señal no se desvirtúa. Esto quiere decir que los procesos empleados deben ser reversibles. Desde el punto de vista del dominio de la frecuencia, la forma más simple de realizar esta operación consiste en efectuar un desplazamiento lineal del ancho de banda hasta el intervalo deseado de frecuencias, como se muestra en la figura 4.

Los procesos de desplazamiento lineal de la frecuencia, denominados genéricamente modulación lineal, producen siempre una transformación tal que para cada componente de frecuencia de la información existe al menos un componente en la señal modulada de igual amplitud (o de amplitud igual, proporcionalmente) situado a una distancia determinada del anterior. Esto significa que la modulación genera una copia (o más) de la señal original, pero desplazada un cierto intervalo de frecuencias.

Los procesos más característicos de la modulación lineal pueden clasificarse en los cuatro tipos siguientes:

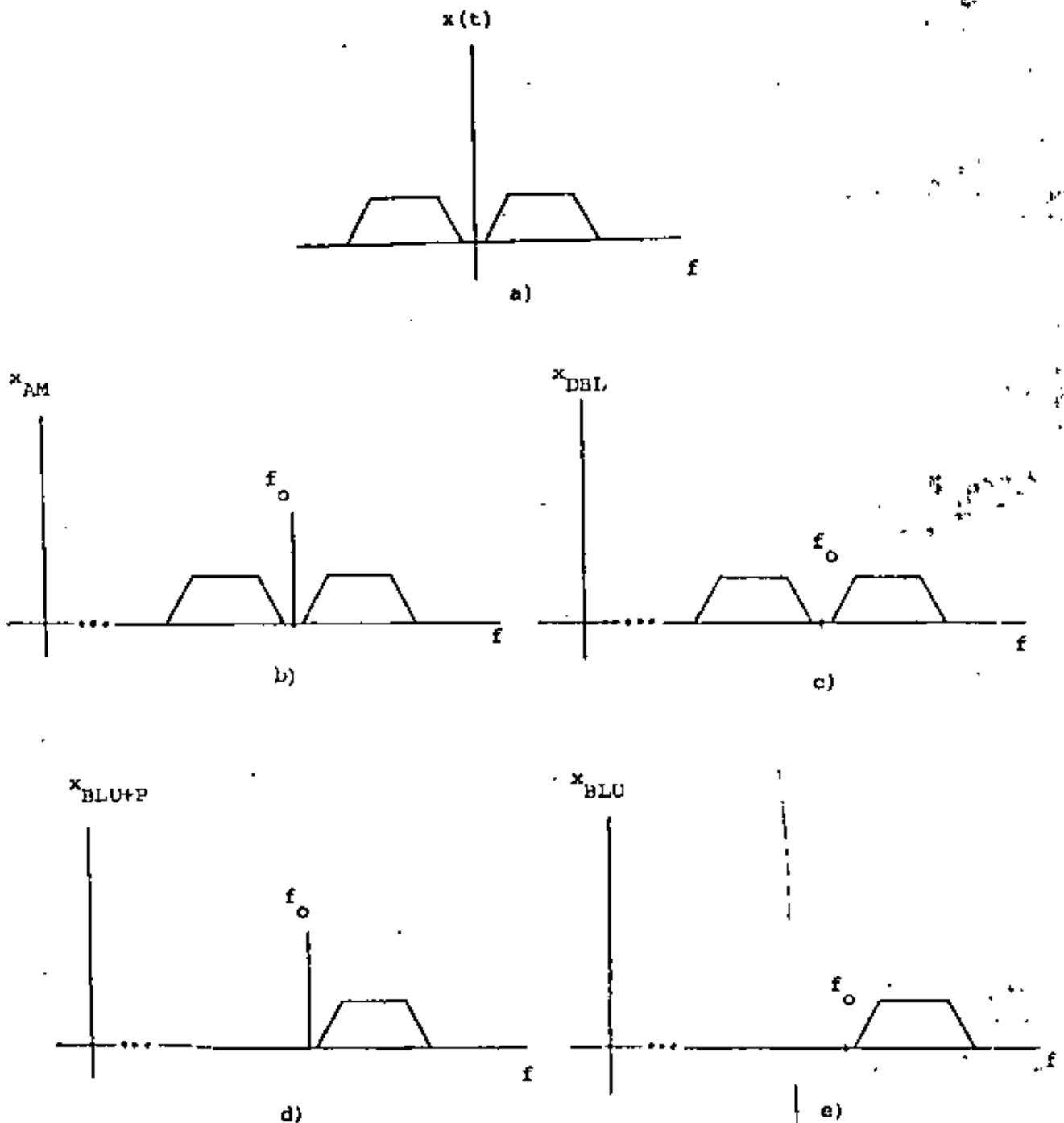


FIG. 4 MECANISMOS BASICOS DE LA MODULACION LINEAL. a) ESPECTRO DE LA INFORMACION, b) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN AM, c) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN DBL, d) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU+P y e) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU.

- a) Modulación de amplitud (AM)
- b) Doble banda lateral (DBL)
- c) Banda lateral única con portadora de alta potencia (BLU+P)
- d) Banda lateral única con portadora suprimida (BLU).

Estos cuatro tipos se representan en la figura 4, para el caso de una señal que contiene información y cuyo espectro está comprendido en un intervalo fijo (el ancho de banda de la señal).

En el último caso (fig. 4e) se observa que el desplazamiento sufrido por la información en BLU resulta exclusivamente en una correspondencia 1 a 1 entre las frecuencias de la información y las frecuencias de la señal modulada. Esta situación, aparentemente óptima porque no contiene redundancias que desperdicien ancho de banda, presenta mayores dificultades técnicas en el momento en que se realiza, porque no existe una referencia de la "magnitud del desplazamiento" (o sea, no existe componente en ω_0 , la portadora).

En el otro extremo, la señal modulada en AM (Fig. 4b) contiene dos copias de la información, una a cada lado de la frecuencia ω_0 (la portadora) las que forman imágenes especulares respecto de dicha frecuencia. Esta modulación presenta el mínimo de problemas técnicos, aunque significa un desperdicio de ancho de banda, puesto que se utiliza el doble del caso anterior. También, representa un gasto excesivo de potencia a causa de la presencia de la frecuencia ω_0 que no aporta información y, como se verá posteriormente, está siempre presente y significa la mayor parte del consumo de potencia.

Entre las dos situaciones extremas están las señales moduladas de la figura 4c y d, que corresponden a los casos de doble banda lateral (DBL) y banda lateral única con portadora de alta potencia (BLU+P). Ambos casos se obtienen de AM al eliminar completamente ya sea la portadora (DBL) o una de las bandas laterales (BLU+P).

Estos dos procesos se realizan en forma distinta: en el primer caso la portadora se elimina con circuitos especialmente diseñados, denominados moduladores balanceados, en los cuales mediante un determinado ajuste se producen dos señales moduladas iguales de AM, pero con las portadoras en oposición de fase.

Al sumar estas señales las portadoras se eliminan, reforzándose las bandas laterales.

El segundo caso se realiza con un filtrado adecuado, que elimina la sección no deseada.

En términos generales, el primer proceso (eliminación de la portadora) significa mejorar la eficiencia de la transmisión de información ϵ , que se define

$$\epsilon = \frac{\text{potencia de la información desplazada en frecuencia}}{\text{potencia total}} \times 100\%$$

Esto quiere decir que al eliminar la portadora se puede llegar a obtener una eficiencia de hasta el 100%, o sea, todo lo que se transmite es información. El segundo proceso, por otra parte, representa un ahorro de

ancho de banda a causa de que se elimina la imagen especular de AM. Podría pensarse que ambos procesos son siempre deseables pero, casi siempre, significan un aumento de la complejidad de los circuitos moduladores y demoduladores, así como de las técnicas de transmisión, de tal forma que su utilidad depende del caso específico. Cuando es imprescindible mejorar la eficiencia o disminuir el ancho de banda se emplean estos otros mecanismos; en caso contrario, AM es la solución más práctica.

Debe destacarse, además, que también existen otras técnicas de modulación lineal que pueden deducirse de las cuatro técnicas básicas descritas, puesto que son casos intermedios de ellas.

Nótese en la figura 4, que los diagramas se diferencian horizontalmente por la ausencia de la portadora, y verticalmente por la ausencia de una de las bandas laterales. El primer proceso, cuando no es total, genera (en cada fila) los sistemas de modulación en amplitud con portadora reducida (AM-PR) y banda lateral única con portadora reducida (BLU-PR), los que son casos intermedios horizontales de la figura 4. Por otra parte, en cada columna puede darse la supresión parcial de una banda lateral, en cuyo caso se obtienen los sistemas de modulación de banda lateral residual con portadora de alta potencia (BLR), o sin ella. (este último caso no es importante).

La reducción de la portadora mejora la eficiencia de la transmisión, sin que se pierda en el espectro la información correspondiente a la frecuencia de la portadora. También, la eliminación de una de las bandas laterales en forma parcial significa disminuir el ancho de banda necesario sin complicar los problemas tecnológicos, y al mismo tiempo disponer de

redundancia en las frecuencias próximas a la frecuencia de la portadora (véase la Fig. 5).

3.1 AMPLITUD MODULADA (AM)

La modulación en amplitud (AM) es, como se verá, la más simple de las técnicas de la figura 4; produce un par de bandas laterales y una componente de la portadora, representándose en el dominio del tiempo de la siguiente forma:

$$x_{AM}(t) = A \left[1 + a x_1(t) \right] \cos \omega_0 t \quad (3)$$

donde

A = constante de proporcionalidad

a = índice de modulación

$x_1(t)$ = información normalizada (señal moduladora), tal que

$$\max \left\{ |x_1(t)| \right\} = 1$$

El índice de modulación define la diferencia entre AM y AM-PR, de la siguiente manera. Si el valor máximo máximo absoluto de $a x_1(t)$ no sobrepasa el valor 1. (es decir, el término entre paréntesis cuadrados es siempre mayor que cero), se trata de AM. Cuando este término llega a tomar valores negativos, que se interpretan como un cambio de fase en 180° , se tratará de AM-PR.

Un ejemplo de una señal de AM en el tiempo se muestra en la figura 6,

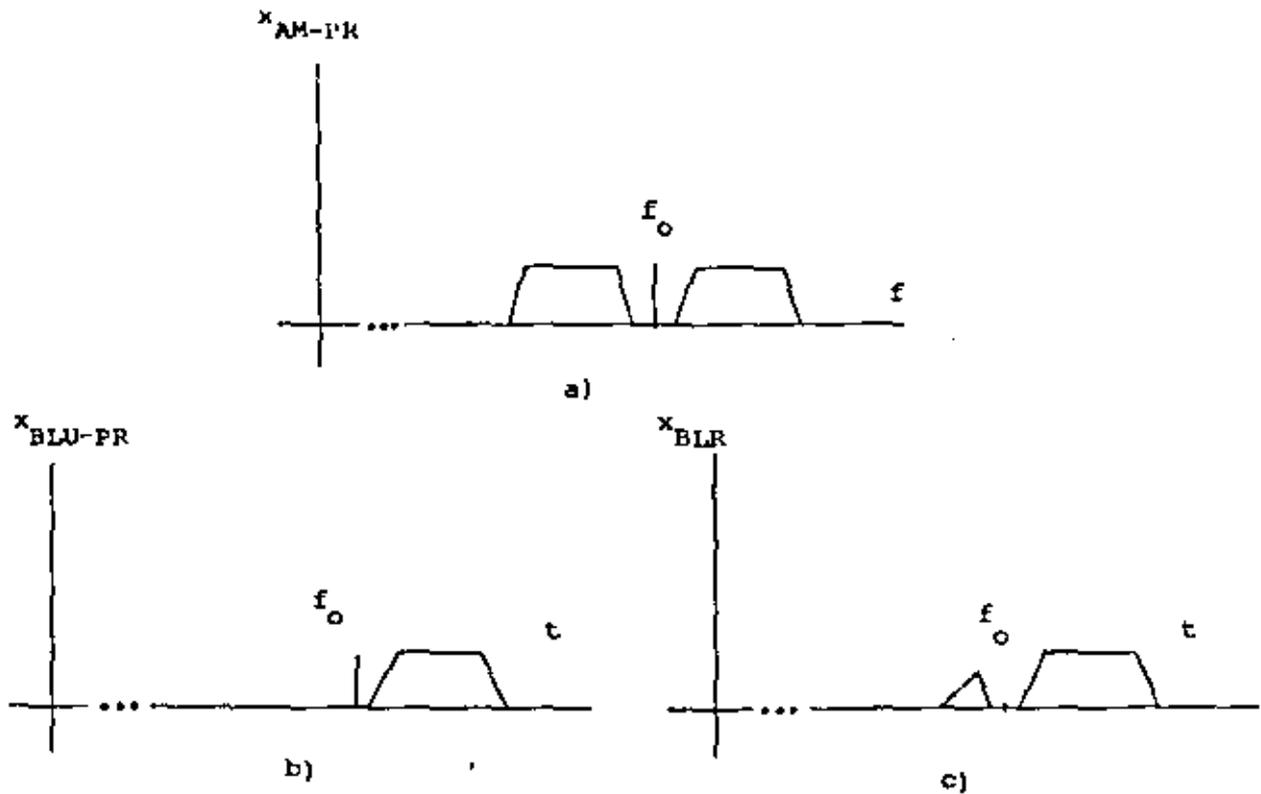


FIG. 5 ESPECTROS DE LAS SEÑALES MODULADAS POR LOS MECANISMOS INTERMEDIOS. a) AM-PR, b) BLU-PR y c) BLR.

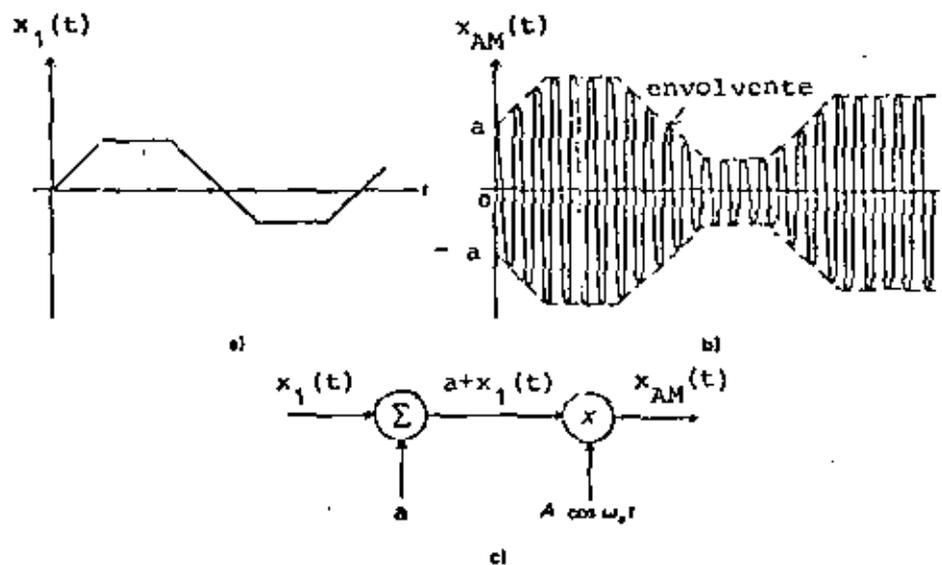


FIG. 6 ASPECTO DE LA SEÑAL DE AM EN EL TIEMPO, CUANDO EL INDICE DE MODULACION ES INFERIOR AL 100%.

donde se observa más claramente la necesidad de distinguir con precisión entre AM y AM-PR.

Al aumentar el valor máximo de la señal moduladora se producirá el efecto de cruce del eje horizontal, que corresponde al desfase de 180° .

En esta figura se observan otras cosas importantes como son que la señal portadora $\cos \omega_0 t$ es visible físicamente, la amplitud de estas oscilaciones varía de acuerdo a la señal moduladora, y que la señal de AM es básicamente el resultado de un producto entre la portadora y la moduladora (esto último se deduce también de la ecuación 3).

La principal ventaja de AM consiste en que la envolvente de la señal compuesta es ya la información, lo que da lugar a un simple proceso de demodulación llamado detección de envolvente.

Este proceso puede verse esquemáticamente en la figura 7, donde se muestra un circuito de tres elementos que permite recuperar la envolvente mediante rectificación y detección de los valores pico. El único cuidado que requiere este circuito es el dimensionamiento de la constante de tiempo RC.

En cuanto al mecanismo de generación de esta clase de señal, queda de manifiesto en la figura 6 que hay dos formas básicas de obtener AM. Mediante un circuito no lineal que efectúe el producto de la portadora con la información y un nivel de corriente continua apropiado, o bien, mediante un amplificador cuya ganancia varía con el tiempo, de acuerdo a la se

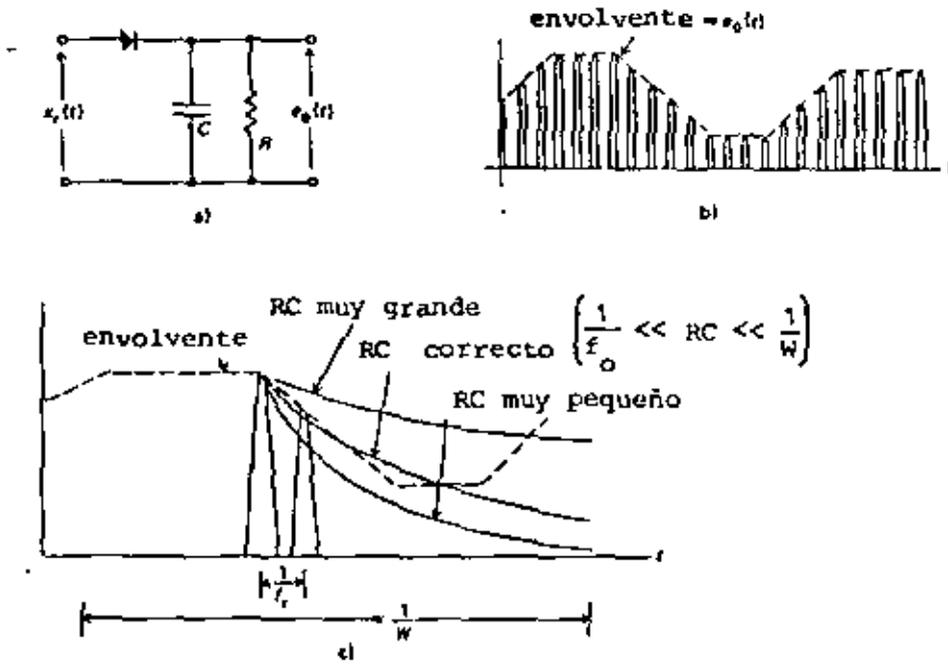


FIG. 7 MECANISMO DE DETECCIÓN DE ENVOLVENTE. a) CIRCUITO DETECTOR, b) FORMAS DE ONDA y c) EFECTOS DE LA CONSTANTE DE TIEMPO.

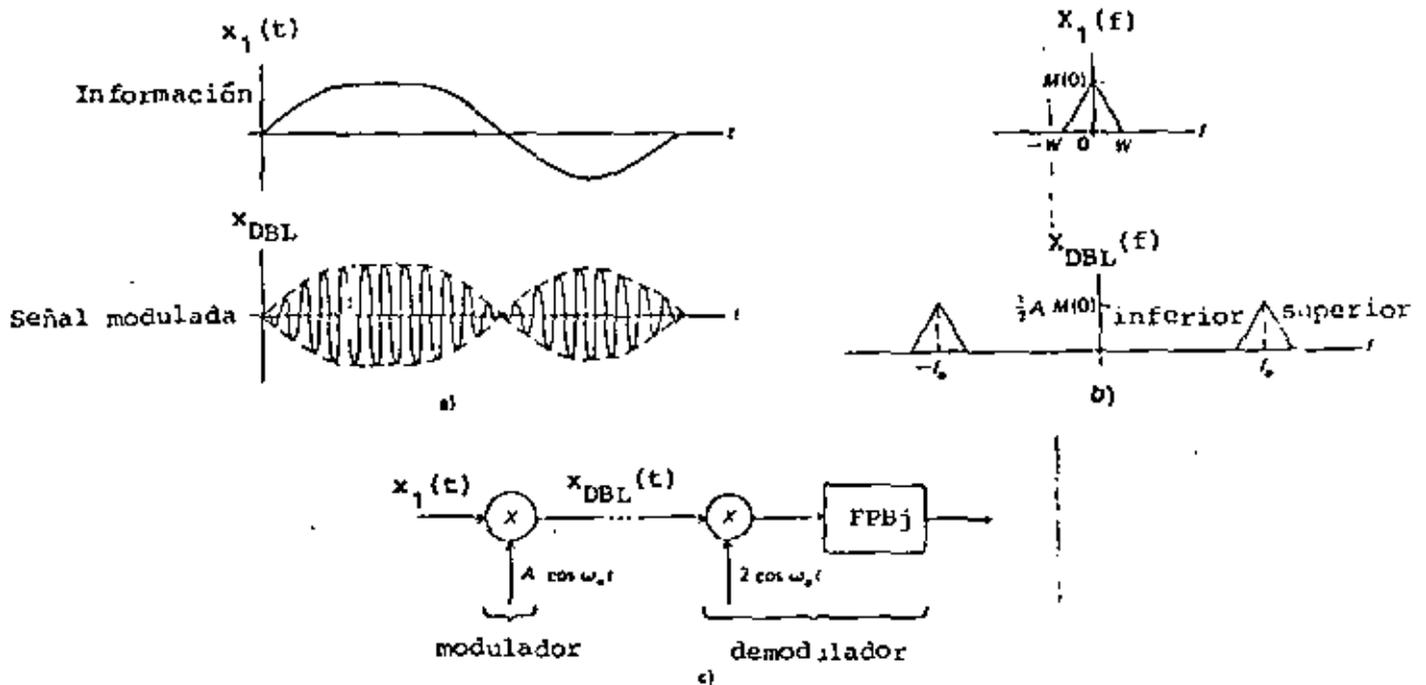


FIG. 8 MODULACION EN DOBLE BANDA LATERAL (DBL). a) FORMAS DE ONDA, b) ESPECTOS DE AMPLITUD y c) MECANISMO DE MODULACION Y DEMODULACION.

ñal moduladora, alrededor de un valor dado. Al variar la ganancia se producirá el efecto de variar en igual proporción la envolvente de la señal de salida.

Cabe destacar, finalmente, que la modulación de AM tiene una eficiencia máxima del 33.3%, la que depende además del índice de modulación. En la ecuación (3) se observa que existe una componente pura de la frecuencia ω_0 , representada por el número 1, la que no desaparece ni siquiera cuando $a=0$ (mínimo índice de modulación). En este caso toda la potencia se gasta en la portadora, no en la información, porque simplemente no hay. Cuando, por el contrario, el valor máximo de $a x_1(t)$ alcanza el valor uno se trata del máximo valor del índice de modulación sin que la señal pierda su carácter de AM. Ahora, la potencia se distribuye entre ambos términos y se demuestra matemáticamente que alcanza un máximo de 33.3% para información de tipo senoidal.

3.2 DOBLE BANDA LATERAL (DBL)

A partir de la figura 4, comparando los espectros de AM y DBL, se notará que la única diferencia entre ambos estriba en la presencia o ausencia de la frecuencia ω_0 . En consecuencia, la ecuación (3) puede modificarse para obtener la señal de DBL en el tiempo, la que resulta

$$x_{DBL}(t) = A x_1(t) \cos \omega_0 t \quad (4)$$

donde:

A = constante de proporcionalidad

$x_1(t)$ = información normalizada (señal moduladora).

Ya se habrá notado que la ecuación (4) se deduce de la ecuación (3) al eliminar el término constante (que es 1) y asimilando en A el producto Aa . La figura 8 muestra un ejemplo de señal de DBL, donde se observa que la diferencia fundamental entre las señales de DBL y AM en el tiempo se refiere al comportamiento de la envolvente. En AM se tenían dos envolventes completamente separadas que, con un desfase de 180° , eran copias exactas de la información (salvo por un factor de amplificación). En el peor de los casos las envolventes llegaban a tocarse en el eje horizontal cuando el índice de modulación llegaba al 100%. Para el caso de DBL se tiene, por el contrario, que las envolventes comparten las regiones positivas y negativas de la señal, cruzándose en cero cada vez que la información pasa de positiva a negativa o viceversa. Nótese que el punto de cruce implica un cambio de fase de 180° .

En el caso de DBL el espectro está dedicado por completo a la información, por lo que la eficiencia será del 100% y no tendrá sentido hablar de índice de modulación. Al mismo tiempo, la presencia de una portadora (por pequeña que sea) implicará el sistema intermedio entre AM y DBL, que se denominó modulación en amplitud con portadora reducida (AM-PR). La distinción de los tres casos se formaliza exactamente mediante las siguientes definiciones que se aplican a la ecuación siguiente:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A_0 \cos \omega_0 t + A_1 x_1(t) \cos \omega_0 t \\
 &= A_0 \left[1 + \frac{A_1}{A_0} x_1(t) \right] \cos \omega_0 t
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

$$\text{Si } \begin{cases} A_0 = 0 & x(t) = x_{\text{DBL}}(t) \\ A_1/A_0 > 1 & x(t) = x_{\text{AM-PR}}(t) \\ 0 < A_1/A_0 \leq 1 & x(t) = x_{\text{AM}}(t) \end{cases}$$

De las definiciones anteriores se deduce que el "tránsito" de DBL a AM se produce, en la práctica, por la separación que se obtiene entre las dos envolventes al ir agregando cada vez con más potencia la frecuencia ω_0 de la portadora (que corresponde al término A_0 de la ecuación 5). Cuando $A_1 = A_0$, el índice de modulación es 100%, se trata del caso límite de AM. Esto quiere decir que la sobremodulación de AM degenera en AM-PR, lo que impide la demodulación con el método del detector de envolvente.

Como podrá imaginarse, la demodulación de DBL (y de AM-PR) no es sencilla. Para lograr la obtención de la información debe disponerse del valor exacto de la frecuencia ω_0 , así como de su fase relativa. La figura 8 muestra un diagrama esquemático del mecanismo de demodulación, donde se observa que al multiplicar la ecuación 4 con la portadora ($2 \cos \omega_0 t$) se obtiene

$$\begin{aligned}
 2 x_{\text{DBL}}(t) \cos \omega_0 t &= 2 A x_1(t) \cos^2 \omega_0 t = \\
 &= A x_1(t) + A x_1(t) \cos 2 \omega_0 t
 \end{aligned}$$

Esta última señal contiene dos partes muy diferentes: el primer término corresponde a la información (baja frecuencia) y el segundo, a una señal de DBL centrada en $2\omega_0$ (alta frecuencia). Un filtro paso-bajas separa adecuadamente ambos términos, resultando con ello que la información se recupera.

Este mecanismo, aparentemente simple, trae serias complicaciones si no se dispone de los datos de la portadora para realizar la multiplicación ($2 \cos \omega_0 t$). Cualquier error en frecuencia y/o fase provoca severas distorsiones en el resultado, invalidándolo. Esta es una de las razones para que se utilice el sistema AM-PR, puesto que con él se mejora la eficiencia de AM y se evita la pérdida de los datos relativos a frecuencia y fase de la portadora ya que, aunque disminuida, continúa estando presente.

3.3 BANDA LATERAL UNICA (BLU)

Cuando se requiere aprovechar al máximo el ancho de banda de un canal de transmisión, el sistema BLU utilizará un ancho de banda igual al de la información. Esto significa que el espacio ocupado es mínimo, lo que permite que otras señales independientes "compartan" el canal usando frecuencias diferentes. El hecho que estén mezcladas en el tiempo no implica que se mezclen también en la frecuencia. La separación, entonces, se realiza mediante filtros apropiados, como se verá posteriormente.

La señal de BLU puede representarse en el dominio del tiempo de la siguiente forma:

$$x_{\text{BLU}}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (6)$$

donde $\hat{x}_1(t) = x_1(t)$ con un desfase de $-\frac{\pi}{2}$

Nótese que el primer término del segundo miembro representa una señal de DBL, y que el segundo término tiene la misma forma, excepto porque $\hat{x}_1(t)$ y $\sin \omega_0 t$ presentan ambas un desfase de $-\frac{\pi}{2}$.

La señal de BLU se comprende más fácilmente en el dominio de la frecuencia, donde se observa que es el resultado de un filtrado drástico de la señal de DBL. Esta situación sugiere de inmediato la forma de generación de la señal, que aparece en la figura 9. Allí mismo se observa que hay dos posibilidades para obtener una señal de BLU, las llamadas superior (Fig. 9b) e inferior (Fig. 9c). Ambos casos son equivalentes, aunque existe una pequeña diferencia entre ellos, la ecuación (6) representa la BLU superior y la BLU inferior se representa con la ecuación siguiente:

$$x_{\text{BLU}}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) + \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (7)$$

Las ecuaciones (6) y (7) sugieren la generación de BLU, en cualquiera de sus dos variantes, mediante el método del corrimiento de fase que se ilustra en la figura 10. Este método, que consiste en sintetizar la señal, consta de dos moduladores de DBL que trabajan con señales idénticas, excepto por los desfases de $-\frac{\pi}{2}$. Estos moduladores generan los dos términos de las ecuaciones (6) y (7), los que al restarse o sumarse sintetizan la salida deseada.

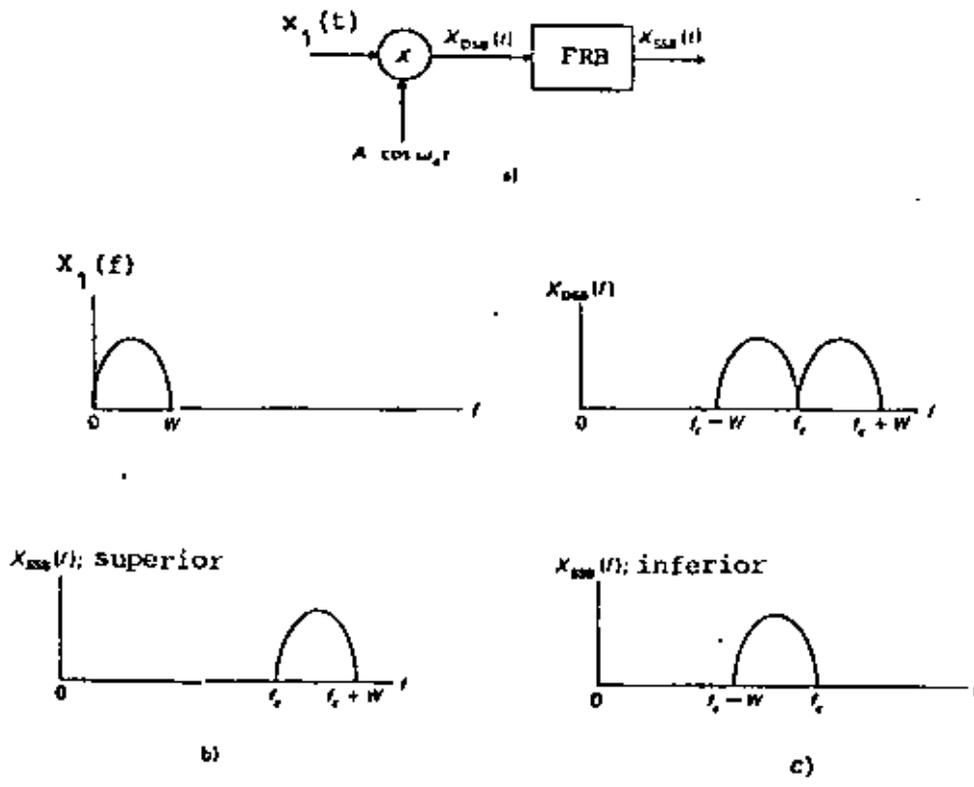


FIG. 9 GENERACION DE LA SEÑAL DE BLU a) MECANISMO DE MODULACION, b) ESPECTRO DE BLU (SUPERIOR), c) ESPECTRO DE BLU (INFERIOR)

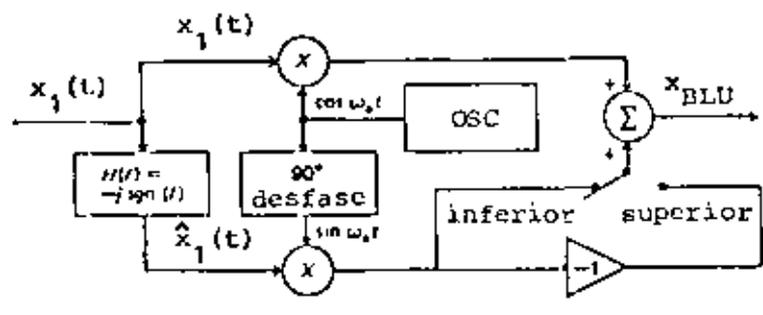


FIG. 10 GENERACION DE BLU POR EL METODO DE CORRIMIENTO DE FASE.

$$x_{BLU}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (6)$$

donde $\hat{x}_1(t) = x_1(t)$ con un desfase de $-\frac{\pi}{2}$

Nótese que el primer término del segundo miembro representa una señal de DBL, y que el segundo término tiene la misma forma, excepto porque $\hat{x}_1(t)$ y $\sin \omega_0 t$ presentan ambas un desfase de $-\frac{\pi}{2}$.

La señal de BLU se comprende más fácilmente en el dominio de la frecuencia, donde se observa que es el resultado de un filtrado drástico de la señal de DBL. Esta situación sugiere de inmediato la forma de generación de la señal, que aparece en la figura 9. Allí mismo se observa que hay dos posibilidades para obtener una señal de BLU, las llamadas superior (Fig. 9b) e inferior (Fig. 9c). Ambos casos son equivalentes, aunque existe una pequeña diferencia entre ellos, la ecuación (6) representa la BLU superior y la BLU inferior se representa con la ecuación siguiente:

$$x_{BLU}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) + \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (7)$$

Las ecuaciones (6) y (7) sugieren la generación de BLU, en cualquiera de sus dos variantes, mediante el método del corrimiento de fase que se ilustra en la figura 10. Este método, que consiste en sintetizar la señal, consta de dos moduladores de DBL que trabajan con señales idénticas, excepto por los desfases de $-\frac{\pi}{2}$. Estos moduladores generan los dos términos de las ecuaciones (6) y (7), los que al restarse o sumarse sintetizan la salida deseada.

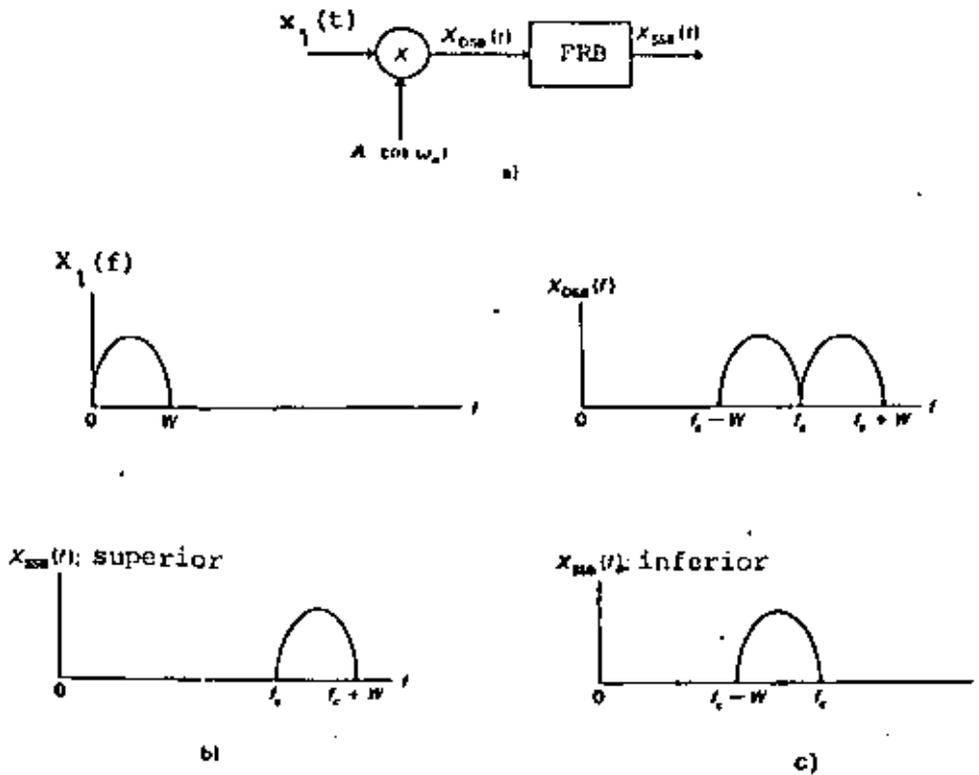


FIG. 9 GENERACION DE LA SEÑAL DE BLU a) MECANISMO DE MODULACION, b) ESPECTRO DE BLU (SUPERIOR), c) ESPECTRO DE BLU (INFERIOR)

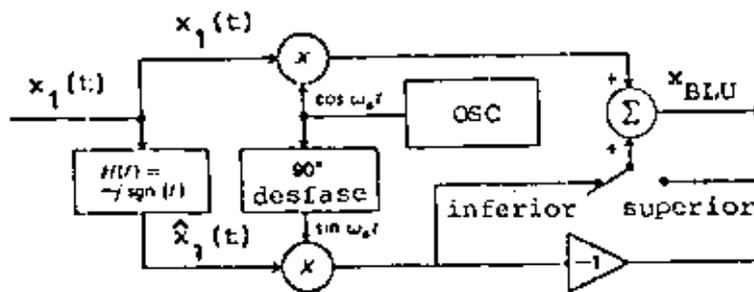


FIG. 10 GENERACION DE BLU POR EL METODO DE CORRIMIENTO DE FASE.

Con este método se evitan los problemas que acarrearán los filtros reales cuando se utilizan para separar dos señales muy próximas en frecuencia. Como la señal de DBL está concentrada alrededor de ω_0 , los problemas del corte de los filtros son muy difíciles de evitar en las proximidades de dicha frecuencia, los que acarrearán distorsiones en las frecuencias bajas de la información.

Por esta razón, los sistemas moduladores de BLU que utilizan el filtrado requieren normalmente de varias etapas de modulación y filtrado, las que tienen por objeto la eliminación paulatina de la banda no deseada, al mismo tiempo que se eleva la frecuencia de la portadora.

En cuanto a los mecanismos de demodulación, los métodos utilizados para DBL, consistentes en multiplicaciones con la señal portadora, se aplican perfectamente. Suponiendo que la señal de DBL (superior) de la ecuación (6) se multiplica por $4 \cos \omega_0 t$, se obtiene

$$x_{BLU}(t) \cdot \cos \omega_0 t = A x_1(t) + A x_1(t) \cos 2 \omega_0 t \\ - A \hat{x}_1(t) \sin 2 \omega_0 t.$$

Se notará que, al igual que con DBL, un adecuado filtrado eliminará los dos términos del segundo miembro que no se necesitan.

En este caso también es importante considerar el desfase existente entre la portadora $\cos \omega_0 t$ del punto en que se realiza la modulación, y la misma señal cuando se utiliza en el punto de la demodulación. Cuando el desfase es diferente de cero grados, el resultado difiere notablemente

te del mencionado arriba, encontrándose severamente distorsionado.

Por último se mencionará que el sistema intermedio entre DBL y BLU, de nominado banda lateral residual se obtiene realizando filtrados incompletos (y por tanto, más sencillos) de DBL. Nótese que esto puede formalizarse mediante las siguientes definiciones:

$$X(\omega) = \frac{1}{2} A X_1(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} B X_1(\omega - \omega_0) \quad (8)$$

$$\text{Si } \begin{cases} A = B & X(\omega) = X_{DBL}(\omega) \\ A = 0, B \neq 0 & X(\omega) = X_{BLU}(\omega) \text{ (superior)} \\ A = \text{función de } \omega, y & X(\omega) = X_{BLR}(\omega) \text{ (superior)} \\ B = \text{constante} \end{cases}$$

Aquí no se han incluido las eliminaciones total y parcial de la banda lateral superior, pero estos casos son obvios. También, se notará fácilmente que la "transición" de DBL a BLU se produce a través de BLR al eliminarse en forma paulatina una de las bandas laterales.

Finalmente, debe destacarse que los sistemas más utilizados corresponden a AM, cuya aplicación en los sistemas comerciales de radiodifusión se debe básicamente a la simplicidad de los circuitos de demodulación. El sistema BLU-PR encuentra amplia aplicación en sistemas de transmisión de voz a grandes distancias, del tipo de radioaficionados, ya que mejora la eficiencia y disminuye el ancho de banda de AM. Por último, BLR+P se emplea en los sistemas de transmisión de video, donde es importante disminuir el ancho de banda de la transmisión sin complicar excesivamente el sistema, ni destruir la información contenida en las bajas frecuen

cias. El sistema, sin embargo, se utiliza con portadora de alta potencia porque permite la demodulación con detector de envolvente. Se trata de un caso intermedio entre AM y BLU+P.

La figura 11 resume todas las posibilidades intermedias descritas de los métodos de modulación lineal.

4. MODULACION ANGULAR

El principio fundamental de la modulación lineal consistía en introducir la señal de información $\{ x_1(t) \}$ en el término correspondiente a la amplitud (por ejemplo, $1 + a x_1(t)$ en la ecuación 3) de la señal portadora. En general la portadora puede considerarse como una señal del tipo

$$A \cos \theta$$

Si para el caso de la modulación lineal se tenía que A era una función del tiempo del tipo $A(t) = A [1 + a x_1(t)]$ para AM, lo mismo puede realizarse con el ángulo θ . En este caso resultan dos diferentes, aunque muy relacionados, métodos de modulación los que son

1. Modulación de frecuencia (FM)
2. Modulación de fase (PM)

Aunque en ambos casos la información se introduce en el ángulo θ , en FM la señal se representa en forma de variaciones de frecuencia; en PM,

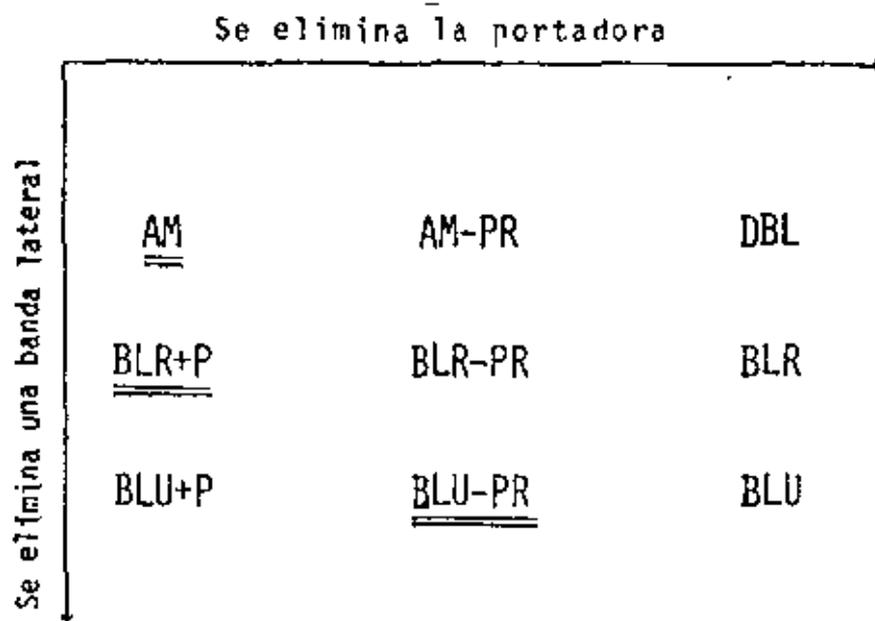


FIG. 11 RELACIONES ENTRE LOS METODOS DE MODULACION LINEAL EN CUANTO A LA ELIMINACION DE LA PORTADORA Y UNA BANDA LATERAL

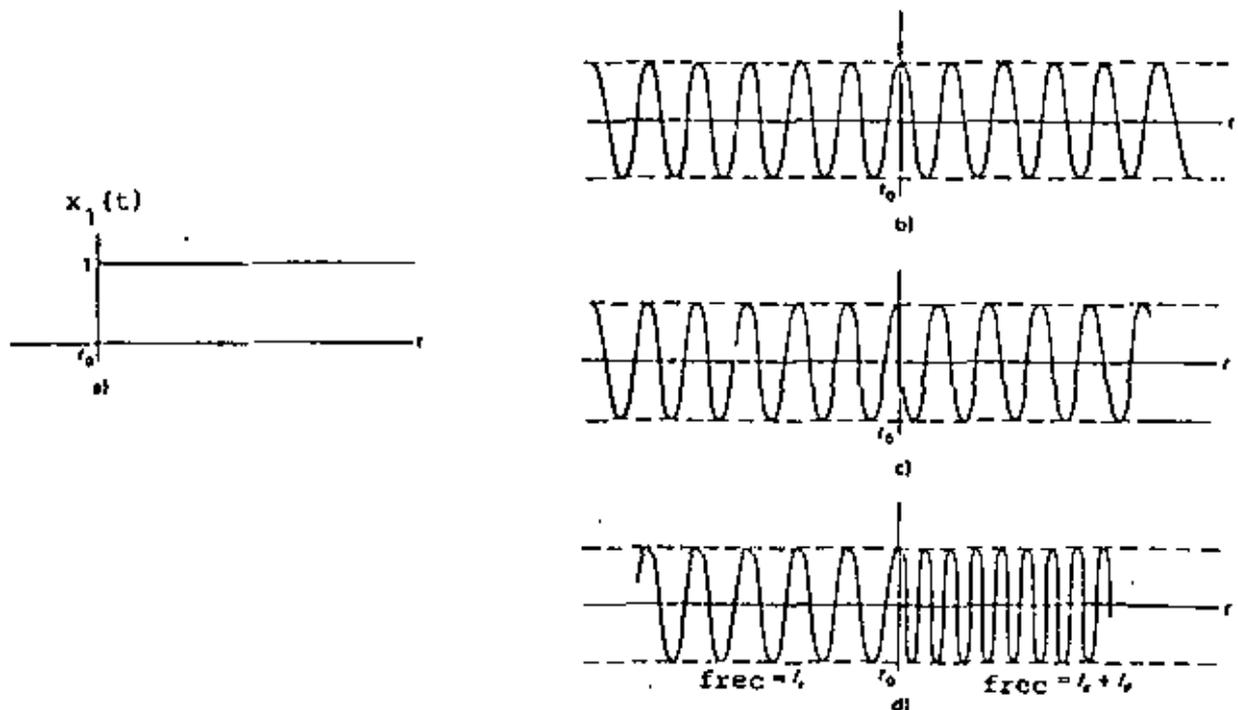


FIG. 12 COMPARACION ENTRE FM Y PM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

en cambio, las variaciones se producen en la fase de la portadora. Sin embargo, como no es fácil distinguir variaciones que se presenten en frecuencia y/o en fase, los dos métodos mencionados corresponden en la práctica esencialmente al mismo, como se verá posteriormente.

La diferencia entre frecuencia y fase se establece simplemente mediante las siguientes definiciones: siendo $\theta(t)$ un ángulo función del tiempo dado por

$$\theta(t) = \omega_0 t + \phi(t)$$

se define dicho ángulo como la fase instantánea de la función $\cos \theta(t)$. La frecuencia instantánea, a su vez, se define así

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

donde ω_0 es la frecuencia de la portadora (constante).

$\phi(t)$ se denomina desviación de fase y

$\frac{d\phi(t)}{dt}$ se llama desviación de frecuencia.

Se notará que cuando se trata de fase modulada lo que varía es la desviación de fase ($\phi(t)$), donde se situará la información. Además, si se trata de frecuencia modulada, lo que varía es la derivada de $\phi(t)$, o sea, la desviación de frecuencia. También es claro que ambos parámetros están íntimamente relacionados por la derivada (o la integral).

Entonces, haciendo que las variaciones de estos parámetros sean proporcionales a la información, se tendrá

$$\phi(t) = k_p x_1(t) \quad \text{para PM}$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = k_f x_1(t) \quad \text{para FM}$$

donde k_p y k_f son constantes de proporcionalidad, llamadas constantes de desviación, y $x_1(t)$ es la información normalizada. Las señales moduladas en FM y PM resultan ser las siguientes:

$$x_{PM}(t) = A \cos \left[\omega_0 t + k_p x_1(t) \right] \quad (9a)$$

$$x_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_0 t + k_f \int x_1(\alpha) d\alpha \right] \quad (9b)$$

En estas ecuaciones no se especifican los límites de la integral, por no ser relevantes (sólo se implica un valor de fase constante), y es frecuente que se defina $k_f = 2\pi f_d$, donde f_d se denomina constante de desviación de frecuencia, que se mide en hertz por unidad de $x_1(t)$.

La figura 12 muestra los resultados en el dominio del tiempo que corresponden a las modulaciones FM y PM. Se notará el efecto de variación de frecuencia en el primer caso, y de fase, en el segundo. También, la figura 13 muestra la relación que existe entre ambos métodos de modulación, por lo que en lo sucesivo los resultados obtenidos para un método se aplicarán al otro, con las debidas salvedades.

4.1 ESPECTROS DE LAS SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE

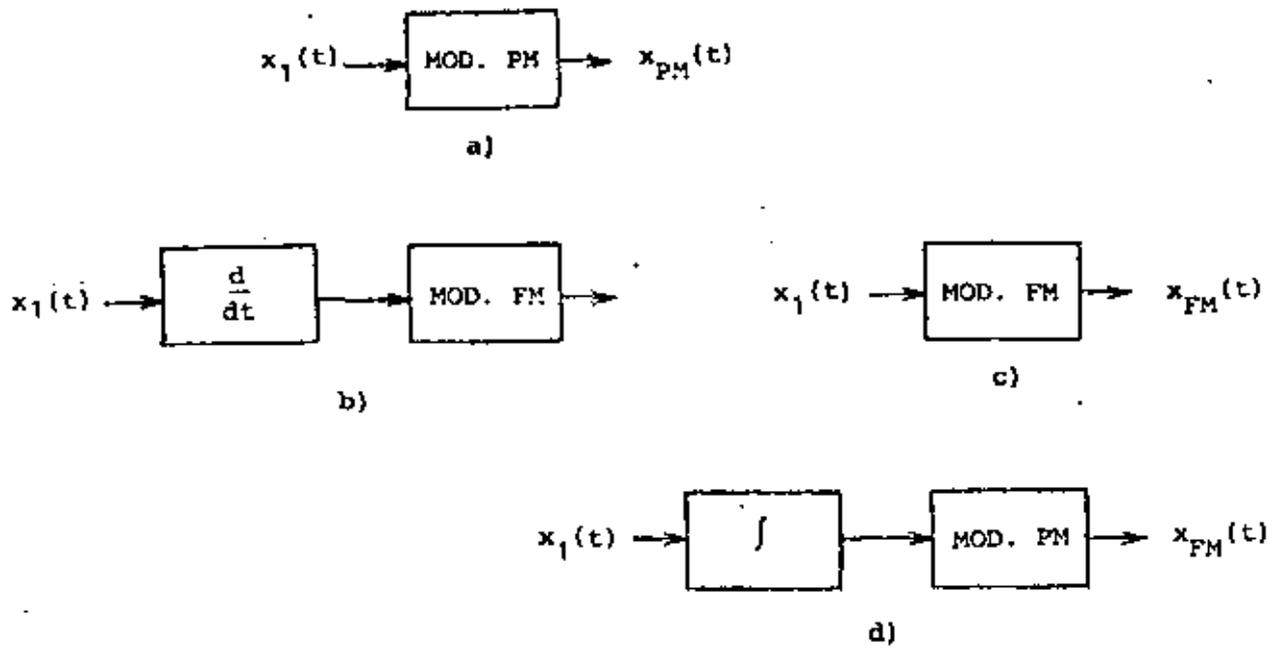


FIG. 13 RELACION EXISTENTE ENTRE LOS DOS METODOS DE MODULACION ANGULAR

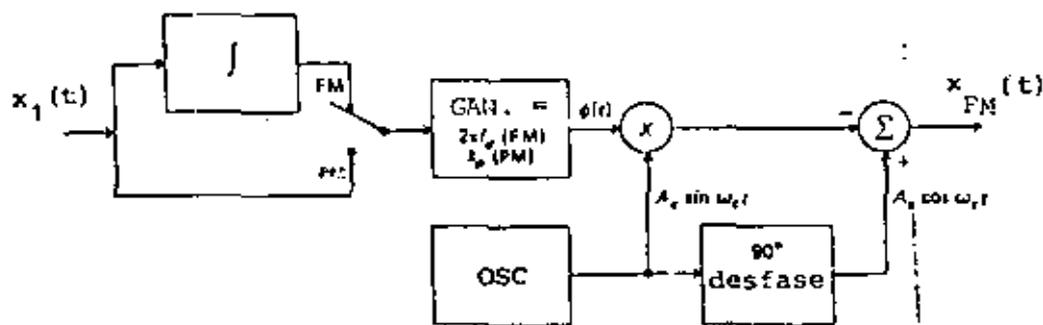


FIG. 14 GENERACION DE SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE EN BANDA ANGOSTA.

Contrariamente a los resultados obtenidos en la modulación lineal, los espectros angulares no son simples corrimientos de la señal moduladora. Aparecen señales no comprendidas en el espectro original y su análisis no es simple, sin embargo, para dar una idea general del problema, se presentarán los siguientes casos en forma resumida.

- a) Modulación angular en banda angosta
- b) Modulación angular con una señal senoidal
- c) Modulación angular con varias senoidales

El primer caso es similar a la modulación lineal, ya que si $k_p x_1(t)$ es la señal moduladora, se demuestra que cuando $|k_p x_1(t)| \ll 1$, la ecuación (7) puede aproximarse a lo siguiente:

$$x_{PM}(t) = A \cos \omega_0 t - A k_p x_1(t) \sin \omega_0 t \quad (10)$$

Nótese que el resultado se aplica también a FM si $k_p x_1(t)$ se sustituye por $k_f \int m(\alpha) d\alpha$, con la misma condición limitante del valor absoluto máximo. El resultado obtenido recuerda una señal de AM, porque el primer término del segundo miembro corresponde a la portadora y el segundo hace las veces de bandas laterales. Entonces el ancho de banda de la señal resultante es igual al de AM, por lo que se conoce como modulación angular en banda angosta. En cuanto al mecanismo de generación, la figura 14 muestra un método sencillo para generar tanto FM como PM en banda angosta.

El segundo caso mencionado no tiene la limitación en el valor absoluto

máximo de la señal moduladora, por lo que se supondrá que $x_1(t) = \beta \sin \omega_1 t$ donde β se denomina índice de modulación. En este caso, la señal resultante en PM será

$$x_{PM}(t) = A \cos \left(\omega_0 t + \beta \sin \omega_1 t \right)$$

la que puede demostrarse que es equivalente a

$$x_{PM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos \left(\omega_0 + n\omega_1 \right) t$$

donde $J_n(\beta)$ son las funciones de Bessel de primera clase, las que pueden encontrarse en tablas matemáticas. Estas funciones cumplen además con que

$$\begin{aligned} J_{-n}(\beta) &= J_n(\beta) && \text{si } n \text{ es par} \\ J_{-n}(\beta) &= -J_n(\beta) && \text{si } n \text{ es impar} \end{aligned}$$

La figura 15 muestra algunos ejemplos de espectros de señales moduladas en banda ancha con señales senoidales y la figura 16 muestra las primeras funciones de Bessel de primera clase en función del índice de modulación β . Allí se notará que el ancho de banda de la señal modulada análogamente depende de este índice de modulación, al mismo tiempo que podrá comprobarse el ancho de banda del caso anterior (modulación en banda angosta).

El último tipo de modulación se refiere a una situación más general, donde la señal moduladora está compuesta por una suma de senoidales, porque,

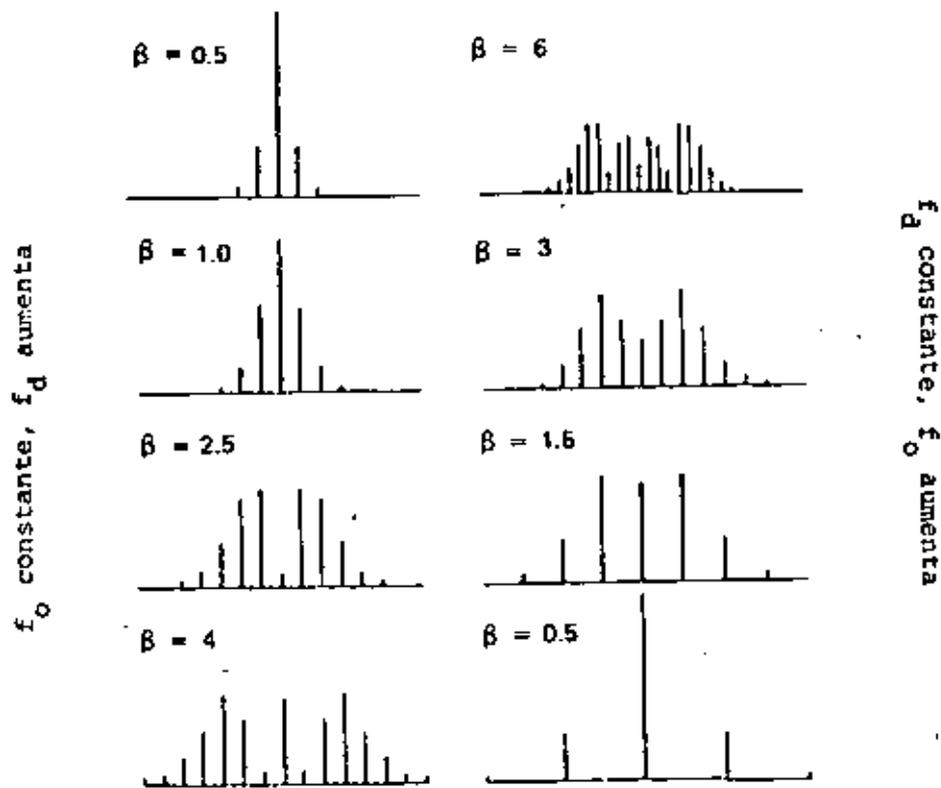


FIG. 15 ESPECTROS DE SEÑALES MODULADAS EN BANDA ANCHA PARA DIFERENTES INDICES DE MODULACION.

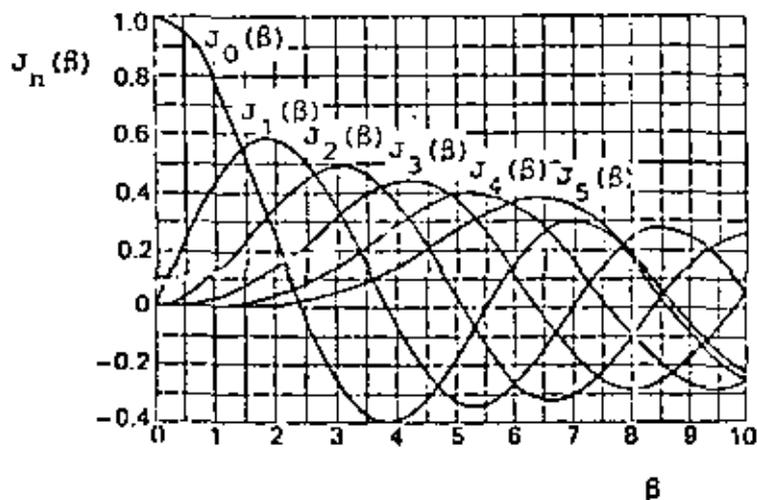


FIG. 16 FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA CLASE.

como se recordará, cualquier señal puede expresarse como sumatoria de cierta clase de señales senoidales por medio de la Serie de Fourier. Si se supone, entonces, que

$$x_1(t) = \beta_1 \text{ sen } \omega_1 t + \beta_2 \text{ sen } \omega_2 t$$

la señal modulada de PM resulta ser

$$x_{PM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) J_m(\beta_2) \cos \left(\omega_0 + n\omega_1 + m\omega_2 \right) t$$

Este resultado recuerda el caso anterior, en virtud de que aparecen nuevamente los términos $J_n(\beta_1)$ y $n\omega_1$, aunque ahora la expresión es más compleja. Se tienen dos sumatorias, sobre n y m , lo que implicará la generación de múltiples frecuencias producto de sumas (y restas) ponderadas de ω_0 , ω_1 y ω_2 . Además, la amplitud de estas frecuencias estará determinada por el producto $J_n(\beta_1) \cdot J_m(\beta_2)$.

Puede suponerse que esta situación genera una gran cantidad de bandas laterales alrededor de ω_0 que cubren completamente el espectro. Afortunadamente, las funciones de Bessel $J_n(x)$, después de oscilar brevemente tienden a cero cuando n tiende a infinito.

Esta situación ya se habrá detectado en la figura 15, donde se aprecia también que dicha tendencia depende de β . Por ejemplo, si $\beta = 1$ se tiene que $J_4(1) = 0$; pero si $\beta = 2$, $J_4(2) = 0.034$.

Los ejemplos de espectros dados en la figura 15 corresponden a casos es

pecíficos donde se comprueba que, aunque en teoría infinito, el ancho de banda de las señales moduladas angularmente tienen una dimensión limitada o que puede delimitarse perfectamente sin perder demasiada información de la señal original.

En realidad el espectro de una señal de FM define un ancho de banda dado por

$$B = 2 (\beta + 1) f_M$$

donde se ha supuesto que la modulación es senoidal y que f_M es la frecuencia de la modulación. Para el caso general de una señal $x_1(t)$ arbitraria, esta ecuación puede escribirse

$$B = 2 (D + 1) W$$

donde W es el ancho de banda de la información y D es la razón de desviación, definida por

$$D = \frac{\text{frecuencia pico de desviación}}{\text{ancho de banda de la información}} = \frac{f_d}{W}$$

La expresión para calcular el ancho de banda de una señal de FM se conoce como la regla de Carson, de la que pueden deducirse las siguientes conclusiones:

- a) Cuando $D \ll 1$ ($\beta \ll 1$, para modulación senoidal) $B \approx 2W$ (o bien, $B \approx 2f_M$), que corresponde a modulación en banda angosta.

- b) Cuando $D \gg 1$ ($\beta \gg 1$, para modulación senoidal) $B \approx 2 DW =$ dos veces la frecuencia pico de desviación, lo que corresponde a modulación en banda ancha.
- c) La señal de FM de banda ancha tiene una B independiente del ancho de banda de la información, a causa de que D (o bien, β) es inversamente proporcional a W (o bien, f_M).
- d) Esto no sucede con PM, porque D (y también β) es constante, como se puede comprobar en la ecuación 9.

5. MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA (MDF)

En la sección 3, se mencionó la posibilidad de que varias señales moduladas compartieran el espectro de un canal de transmisión, siempre que estas señales tengan un ancho de banda limitado y se dispongan en el dominio de la frecuencia de modo que utilicen diferentes intervalos.

En esta forma, si se tienen n señales independientes, cada una de las cuales ocupa un ancho de banda B al ser modulada, el grupo de señales ocupará un ancho de banda mínimo de nB cuando se disponen contiguas en frecuencia.

La figura 17 muestra los resultados de este método en el dominio de la frecuencia. Al mismo tiempo se muestra el mecanismo utilizado para lograr la realización del sistema. Puesto que el grupo de canales independientes está ligado entre sí por la disposición en frecuencia, puede con

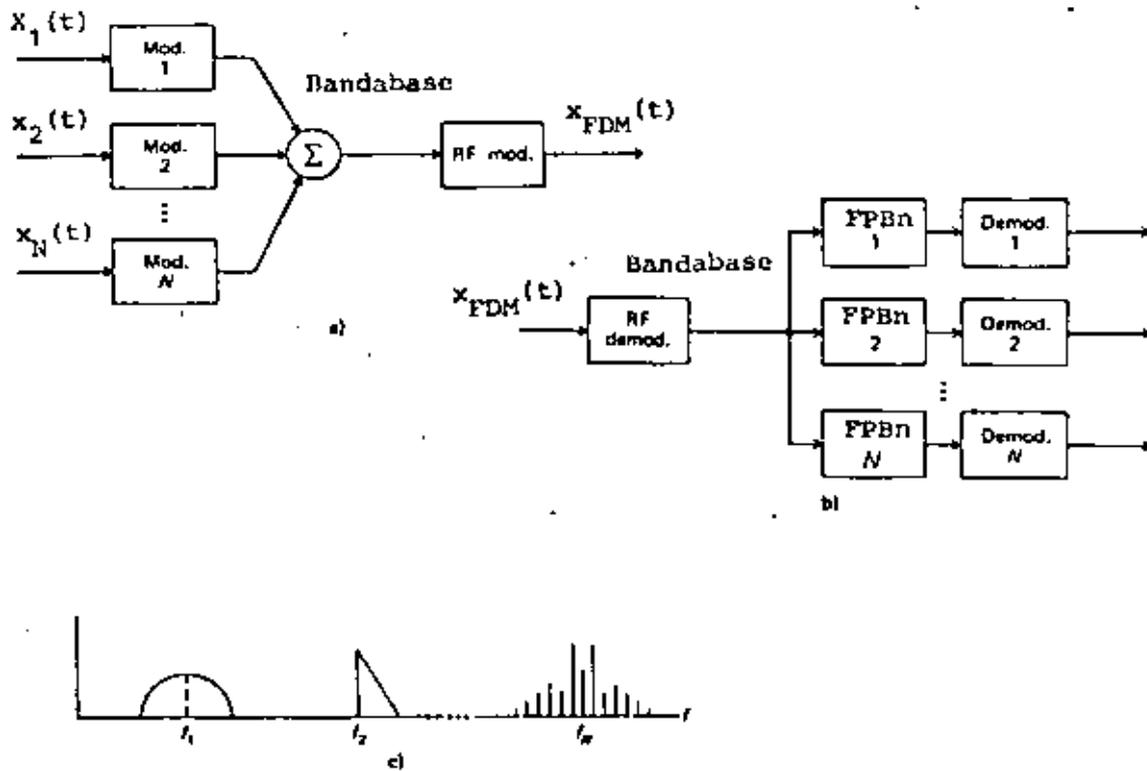


FIG. 17 ESPECTROS DE LAS SEÑALES Y CIRCUITOS UTILIZADOS EN EL SISTEMA DE MULTICANALIZACIÓN POR DIVISION DE FRECUENCIA (MDF)

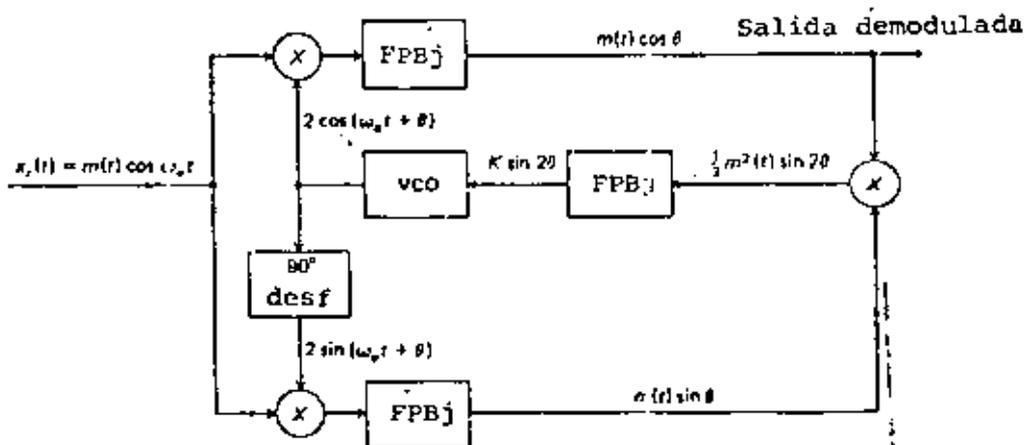


FIG. 18 LAZO DE AMARRE DE FASE DE COSTAS.

siderarse como si fuera una sola señal y modularse en consecuencia con una portadora de frecuencia más elevada.

El problema de la transmisión de varias señales independientes es típico de telefonía, donde los enlaces de multicanalización permiten ahorrar muchos kilómetros de cables. En este caso, cada canal corresponde a un enlace telefónico independiente, lo que implica que aunque las señales se encuentran mezcladas en el tiempo, en la frecuencia, en cambio están separadas.

El sistema permite la utilización más completa del ancho de banda disponible en el medio de transmisión, el uso de BLU para lograr el máximo de canales en el mínimo espacio y el tratamiento del grupo de canales (banda base) como si se tratara de una sola señal de información. El problema de transmitir la frecuencia y la fase de las portadoras en BLU, se resuelve utilizando frecuencias específicas para cada canal y agregando una sola portadora a la banda base, a partir de lo cual se calculan las demás, llamadas subportadoras. Como en el modulador se utilizan filtros para delimitar los intervalos de frecuencia de los canales, y algo similar se hace en el demodulador, por regla general se deja un intervalo de seguridad entre los canales vecinos, lo que hace que el ancho de banda real sea un poco mayor que el mínimo.

6. MODULADORES Y DEMODULADORES

Aunque ya se han mencionado algunas técnicas básicas de modulación, a continuación se describirán específicamente las más importantes.

variable. Estos dos moduladores obtienen la señal modulada al efectuar simplemente un producto entre la portadora y la información montada en una componente de CD. Estas técnicas, que se muestran en la figura 6, también puede aplicarse directamente para obtener DBL, por ejemplo, si se suprime la componente de CD. Esto se realiza fácilmente en el modulador producto, pero para el caso del amplificador de ganancia variable no es tan fácil de lograr, por lo que generalmente se utilizan dos moduladores de este tipo con las portadoras en oposición de fase. Al sumar ambas salidas las portadoras se anulan y se obtiene DBL.

Las restantes señales de modulación lineal se obtienen a partir de AM y DBL por filtrados o eliminaciones parciales de la portadora, aunque merece especial mención el método de corrimiento de fase de BLU, que se muestra en la figura 10.

En cuanto a los métodos de demodulación los más importantes corresponden al detector de envolvente y al demodulador producto, que aparecen en las figuras 7 y 8. También merece mención el método de reinserción de portadora, que consiste en sintetizar una señal de AM para demodular con el detector de envolvente; el método de obtención de la portadora elevando al cuadrado la señal, lo que genera un término constante en la señal de DBL; y el lazo de amarre de fase de Costas que se esquematiza en la figura 18, método que utiliza un oscilador controlado por voltaje (VCO) para sintetizar la señal de salida.

6.2 MODULADORES Y DEMODULADORES ANGULARES

Las técnicas de generación de señales moduladas angularmente son las mismas para FM y PM, considerando que la diferencia entre ambos sistemas es únicamente una integral (o una derivada), como se muestra en la figura 13. En la práctica se obtienen FM y PM en forma directa, pero FM también puede obtenerse integrando la señal de entrada a un modulador de PM, método que se conoce como generación indirecta.

Los métodos directos de generación de FM consisten en la modificación de uno de los elementos reactivos de un circuito sintonizado, o de un oscilador. Al variar el valor de uno de estos elementos, se modifica también la frecuencia de resonancia y, por ende, la frecuencia de salida. Sin embargo, debido a que la relación entre ω_0 y LC, por ejemplo, no es lineal sólo se puede obtener FM de banda angosta si se quieren evitar las distorsiones. Con un varactor se obtienen variaciones de capacitancia; con un reactor saturable, las variaciones se producen en inductancia; y con tubos o transistores de reactancia se obtiene una impedancia variable.

Si la señal obtenida es de banda angosta, es posible generar una señal con una desviación de frecuencia arbitraria mediante un convertidor de banda angosta a banda ancha. Este sistema, que se muestra en la figura 19 consiste principalmente en un multiplicador del ángulo de la señal de entrada. En esta forma se tiene

$$\text{entrada: } \sin \theta = \sin \left[\frac{\omega_0}{n} t + \phi(t) \right]$$

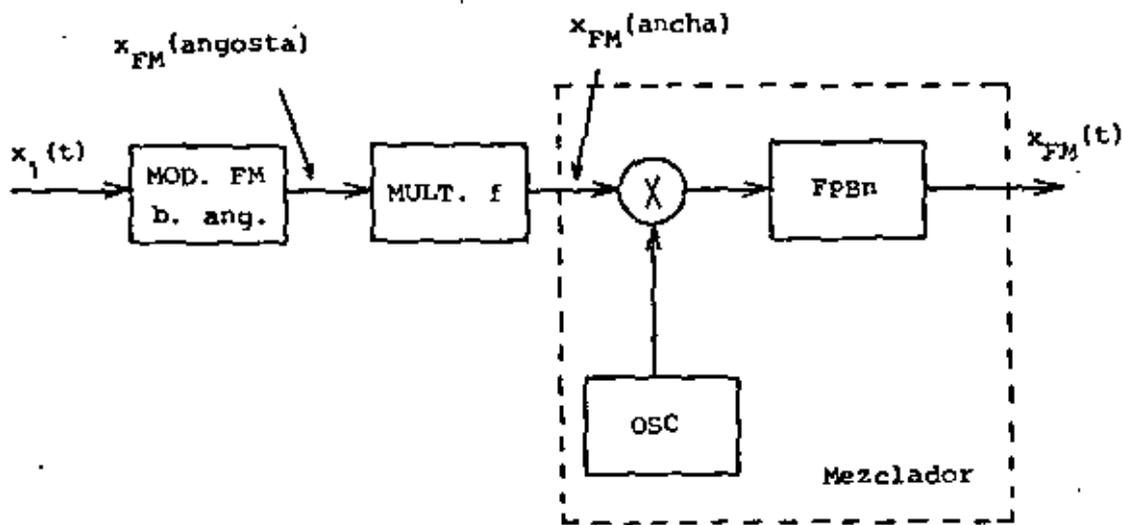


FIG. 19 GENERACION DE FM DE BANDA ANCHA MEDIANTE EL CONVERTIDOR DE BANDA ANGOSTA A BANDA ANCHA.

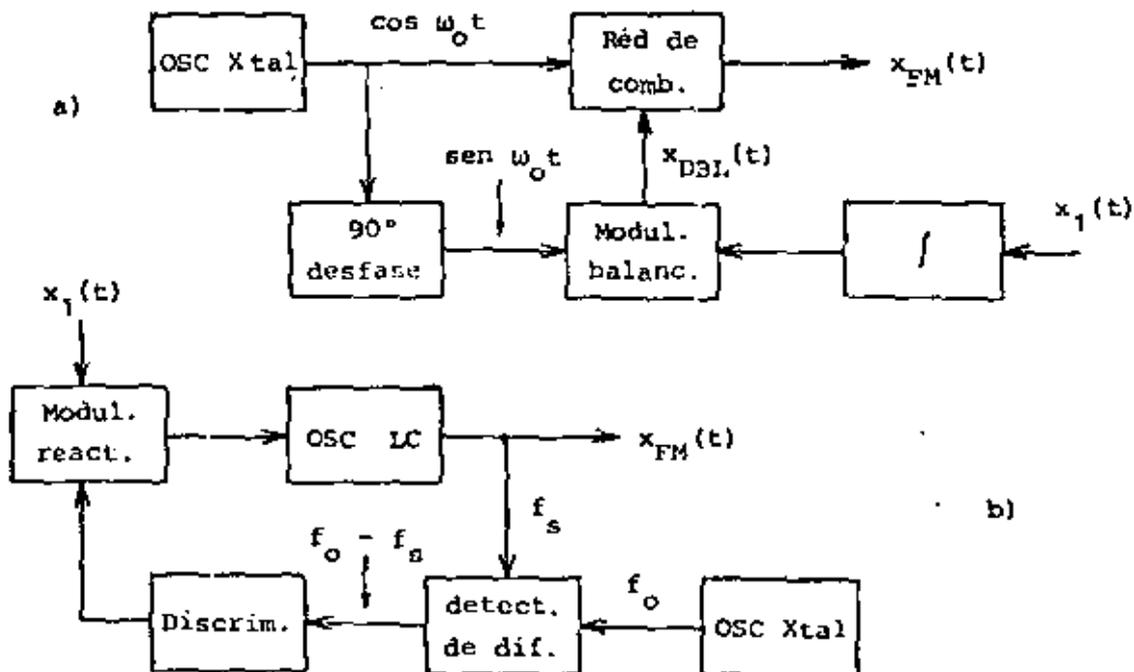


FIG. 20 OTROS METODOS DE GENERACION DE FM Y PM.

$$\text{salida: } \quad \text{sen } n\theta = \text{sen } \left[\omega_0 t + n \phi(t) \right]$$

Con lo cual la desviación de frecuencia se ha multiplicado por un número arbitrario n .

Otros métodos de generación de PM (y por tanto de FM, indirectamente) consisten en la síntesis de la señal a partir de la ecuación 10, y en circuitos de estabilización mediante osciladores de cristal (véase la Fig. 20).

En cuanto a los mecanismos de demodulación, se emplean con mucha frecuencia circuitos que producen una salida proporcional a la desviación de frecuencia, los que se denominan discriminadores. Estos consisten básicamente en circuitos resonantes cuya impedancia varía casi linealmente en el intervalo que comprende el ancho de banda de la señal modulada angularmente. Un sistema en particular consiste en un diferenciador seguido de un detector de envolvente. En este caso el diferenciador transforma FM en AM y el detector sólo recupera la información transformada en AM. Usualmente se emplea un circuito llamado limitador para evitar que las posibles variaciones que tenga la señal de FM debidas a interferencias, influyan en la transformación que realiza el diferenciador (véase la Fig. 21).

Otro tipo de demodulador de FM muy empleado en el lazo de amarre de fase (PLL), que consiste básicamente en un circuito realimentado, como el de la figura 21, que está compuesto de un oscilador controlado por voltaje (VCO), un discriminador de fase, un filtro y un amplificador. Según la disposición del circuito la señal de salida del VCO

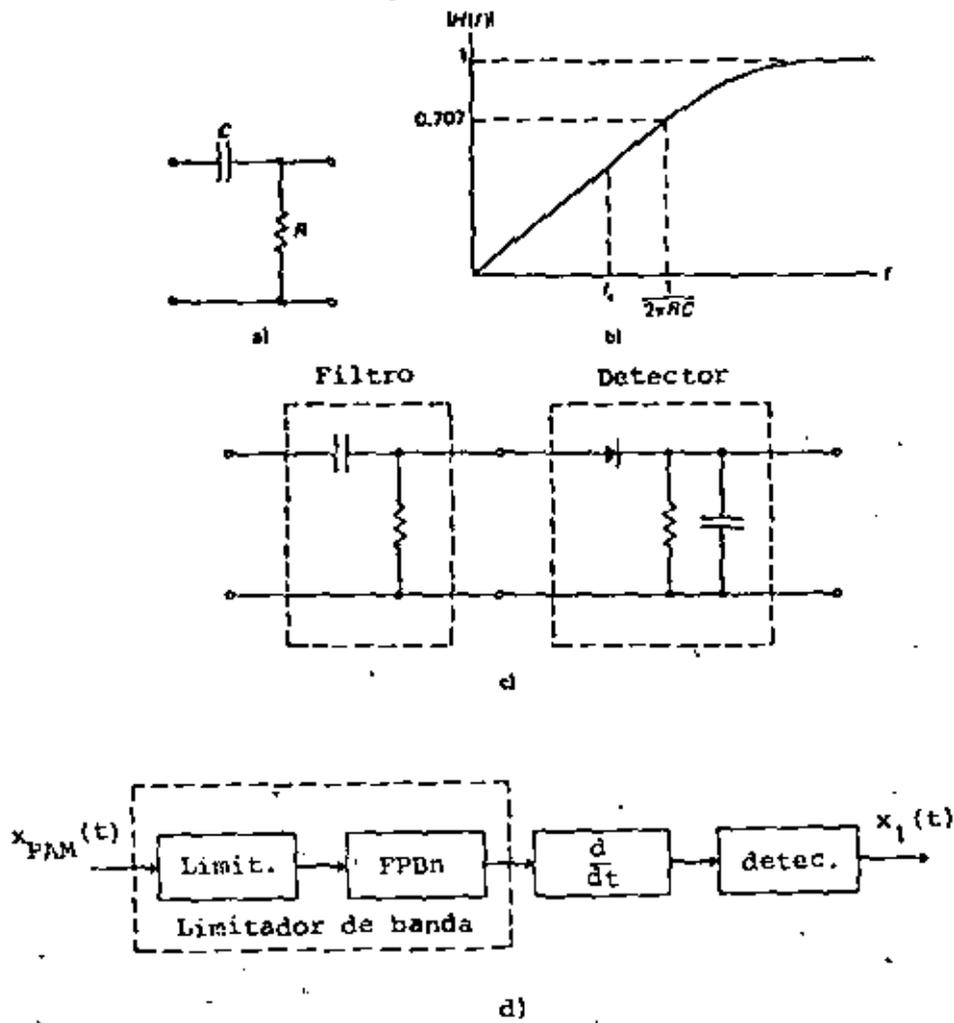


FIG. 21 DEMODULADORES DE FM y PM.

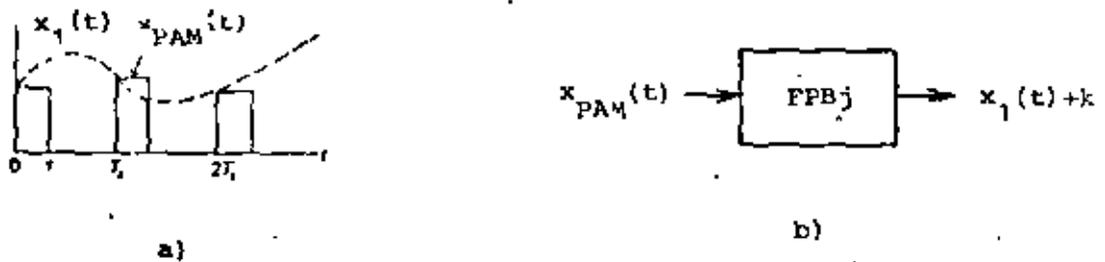


FIG. 22 SISTEMA PAM. a) MECANISMO DE GENERACION DE LA SEÑAL MODULADA. b) OBTENCION DE LA INFORMACION.

tratará de seguir las variaciones de la señal de entrada, con lo que se logra que el error sea mínimo y la señal de salida constituya la información recuperada. El demodulador del tipo PLL es un circuito muy sensible que tiene una alta capacidad para discriminar señales de FM en condiciones adversas.

7. MODULACION POR PULSOS

Si una señal analógica está limitada en banda, como las que se han considerado hasta el momento, una sucesión de muestras de dicha señal (tomadas con una velocidad suficientemente alta) puede servir para representarla perfectamente en el dominio de la frecuencia. De hecho, según el teorema del muestreo, si una señal analógica tiene un ancho de banda B , puede representarse exactamente por medio de muestras instantáneas si la frecuencia del muestreo f_s cumple con la siguiente relación.

$$f_s \geq 2B$$

La señal se recupera completamente por medio de un filtro pasabajas, si su frecuencia de corte ideal es la frecuencia máxima de la señal original. La frecuencia $2B$ se conoce como razón de Nyquist.

Como las señales muestreadas contienen, según este teorema, toda la información original en la frecuencia, aunque en el tiempo sólo tengan valores discretos, es posible trabajar con ellas como si solamente existieran durante las muestras que se han tomado. Esta situación significa que la señal estará presente sólo durante pequeños intervalos de tiempo, con lo

cual el canal permanecerá libre (desocupado) el resto del tiempo. Este resultado permite que se desarrolle el sistema de multicanalización por división de tiempo (MDT), que se verá posteriormente, en forma similar al sistema MDF ya mencionado.

Al ser muestreada, la señal se transforma en la práctica en una serie de pulsos que contienen (idealmente) la información de amplitud del momento en que se tomó la muestra. Esta información se incluye normalmente en un tren de pulsos en tres formas distintas: en la amplitud, en la duración o en la posición (fase) relativa de los pulsos, dando lugar a tres métodos principales.

1. Modulación por amplitud de pulso (PAM)
2. Modulación por duración de pulso (PDM)
3. Modulación por posición de pulso (PPM)

Como puede verse en la figura 22, el sistema PAM consiste simplemente en un circuito que muestrea la señal de entrada con una frecuencia fija y que sostiene el valor muestreado un instante de tiempo τ . La información se obtiene, según el teorema del muestreo, con un filtro pasabañas con una frecuencia de corte adecuada. Esto último queda demostrado de inmediato si se considera el caso particular de un muestreo instantáneo con un tren de impulsos $\delta_T(t)$. La señal muestreada ($x_\delta(t)$) es el producto de este tren de impulsos y $x_1(t)$, entonces

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n T_s)$$

$$x_{\delta}(t) = x_1(t) \cdot \delta_T(t) = x_1(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n T_s) \quad (11)$$

donde $T_s = \frac{1}{f_s}$ es el período del muestreo. Se notará que la señal $x_{\delta}(t)$ tiene valores diferentes de cero solamente para valores del tiempo múltiplos enteros de T_s (es decir, cuando se toman muestras).

La transformada de Fourier de la ecuación (11) es

$$X_{\delta}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n \omega_s)$$

donde es evidente que se trata de una suma infinita de espectros de la información desplazados en frecuencia. Como para $n = 0$ hay una copia de $X(\omega)$, con un factor de multiplicación constante $\frac{1}{T_s}$, sólo se necesita que $X(\omega - \omega_s)$ no se traslape con esta copia para que la información pueda recuperarse. Esto se satisface con el teorema del muestreo, ya que si $B \leq f_s - B$ entonces $f_s \leq 2B$.

El sistema PDM requiere un poco más de trabajo, ya que, como se observa en la figura 23, se obtiene a partir de PAM por medio del uso de algunos circuitos conformadores de onda. Sin embargo, aunque esto no es evidente a primera vista, puede demodularse con un filtro pasabajas. Un tren de pulsos de amplitud A , período T_s y sin modulación, puede representarse de la siguiente forma:

$$x_p(t) = \frac{AT}{T_s} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \sin \frac{\pi n T}{T_s} \cos n \omega_0 t$$

Si la duración del pulso se modula con $x_1(t) = \sin \omega_1 t$, se tiene

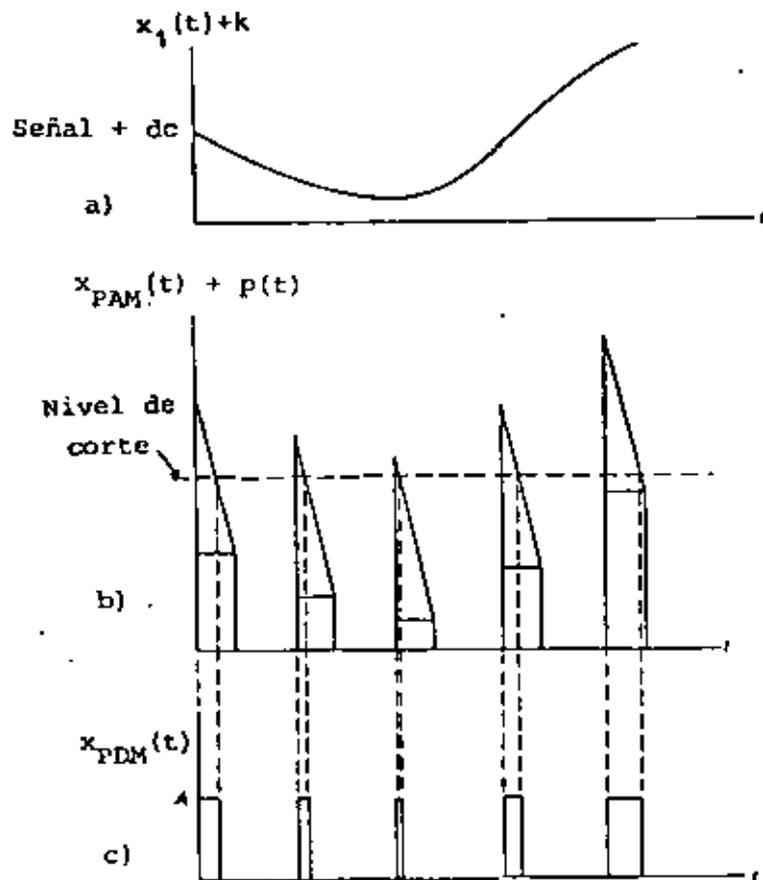


FIG. 23 SISTEMA PDM.

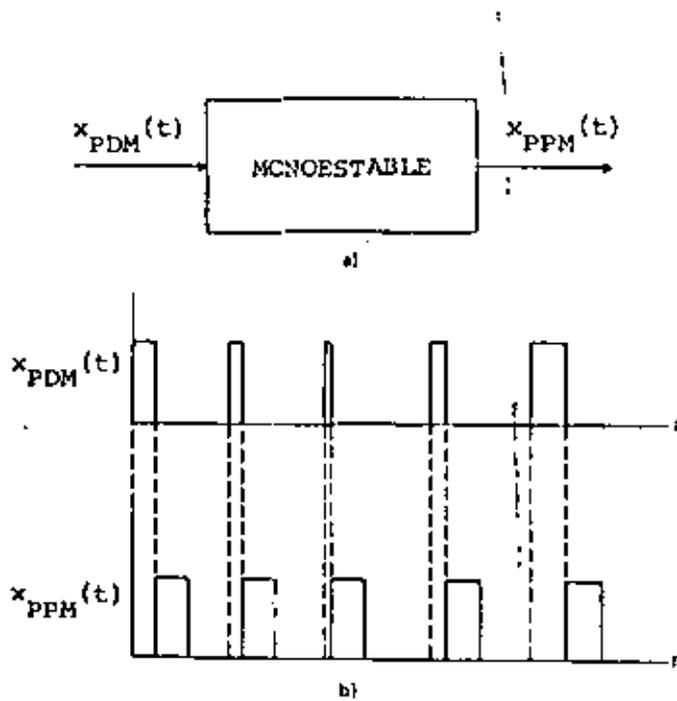


FIG. 24 SISTEMA PPM.

$$\tau(t) = \tau_0 + \tau_1 x_1(t)$$

$$x_{PDM}(t) = \frac{A}{T_s} [\tau_0 + \tau_1 \text{sen } \omega_1 t] + \\ + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \left[I_m \left(e^{j\alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta) e^{jm \omega_1 t} \right) \right] \cos n \omega_0 t$$

donde $\alpha = n\pi f_s \tau_0$ y $\beta = n\pi f_s \tau_1$.

La expresión, aunque, complicada, demuestra que $x_{PDM}(t)$ tiene un término constante, un término proporcional a la información y una serie muy complicada de armónicas. Un filtro pasabajas puede separar los dos primeros términos del resto con facilidad.

Finalmente, el sistema PPM consiste en un tren de pulsos cuya única variación se presenta en la posición relativa de ellos. La figura 24 muestra la forma en que se obtiene una señal de PPM, a partir de una señal de PDM. Al igual que en el caso anterior, el espectro resultante es muy complejo, pero puede demodularse también con un filtro pasabajas.

Además de la demodulación directa (por medio de filtros) también es posible efectuar conversiones de PDM a PAM, para demodular indirectamente, y de PPM a PDM mediante algunos circuitos conformadores de onda.

MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM)

Quando se muestrea y cuantifica una señal se esta generando una onda PAM, esto es, un tren de pulsos cuyas amplitudes estan restringidas a un número de magnitudes discretas. La cuantización se usa para reducir los efectos del ruido, mientras que el muestreo nos sirve para canalizar en el tiempo diferentes mensajes.

Es posible transmitir esas muestras cuantificadas, directamente. Alternativamente se podría representar cada muestra cuantificada, por un número de código y transmitirlo en lugar de dicha muestra. Si antes de transmitirse, este código se convierte en un número binario representado por pulsos, se obtiene la modulación por pulsos codificados (PCM).

En un sistema específico los pulsos muestreados pueden ser cuantificados, o como ya se dijo, tanto la cuantificación como el muestreo pueden llevarse a cabo simultáneamente. Este proceso se ilustra en la Fig. 1. La amplitud total de $A_0 = 7 \text{ V}$ esta dividida en niveles de amplitud con igual espaciamento con $a = 1 \text{ V}$ de separación. Hay, así $M = \frac{A_0}{a} + 1$ posibles niveles de amplitud, incluyendo el nivel cero.

En la Fig. 1, las muestras son tomadas cada segundo y el nivel de amplitud discreto más cercano se selecciona para ser

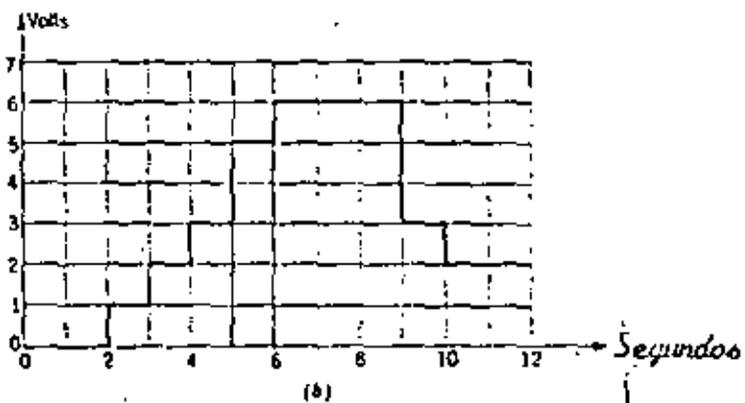
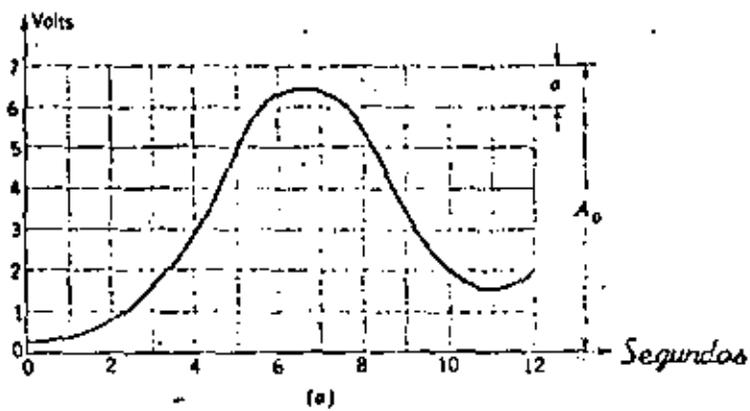
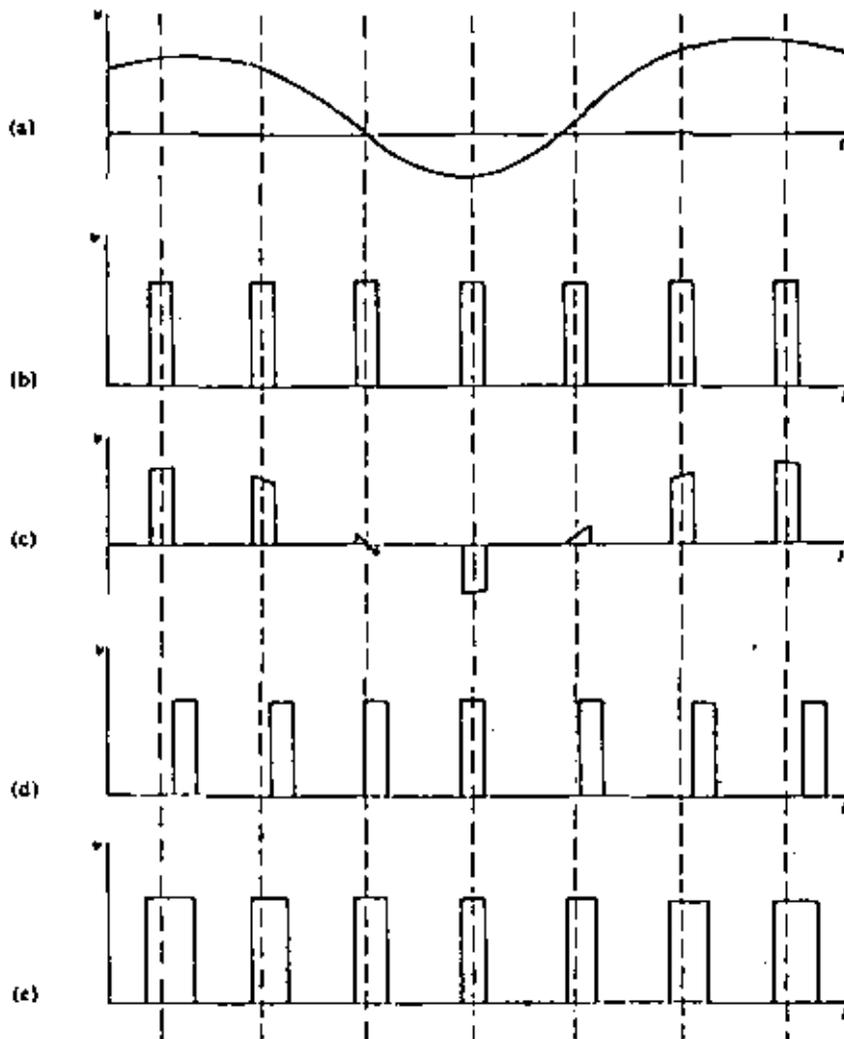


FIGURA N° 1
 MUESTREO Y CUANTIFICACION: a) Señal portadora; b) versión
 muestreada y cuantificada.



MODULACION DE PULSOS: a) Señal Moduladora; b) Tren de Pulsos; c) Señal PAM; d) Señal PPM; e) Señal PDM.

transmitido. La versión resultante cuantificada y muestreada de la señal original se ilustra claramente en la Fig. 1 (La señal de 0.3 V a 0 segundos se transmite como 0.3 V, etc.). Aunque el nivel de separación se muestra aquí como uniforme, la separación es frecuentemente disminuida en forma gradual para poder mejorar el comportamiento de ruido del sistema. En particular, el espaciamiento de los niveles se disminuye a bajos niveles de amplitud. Esto se realiza por la técnica llamada compresión. A continuación se hará un breve repaso de la aritmética binaria. El sistema binario utiliza solo dos dígitos, 0 y 1. Un número arbitrario N está representado por la secuencia $\dots K_2 K_1 K_0$ en la cual las K 's son determinadas de la ecuación.

$$N = \dots + K_2 2^2 + K_1 2^1 + K_0 2^0$$

con las restricciones de que cada K tiene valores 0 ó 1. Las representaciones binarias de los números decimales del 0 al 15 están dadas en la tabla I. Obsérvese que para representar los cuatro números del 0 al 3, se necesitan únicamente dos dígitos binarios K_1 y K_0 . Para los ocho números del 0 al 7 se requieren tres lugares binarios y así sucesivamente. En general, si M números $0, 1, \dots, M-1$ van a ser representados, entonces una secuencia N de dígitos binarios K_{N-1}, \dots, K_0 es requerida, donde $M = 2^N$.

Lo anteriormente expuesto, se puede ilustrar en la Fig. 1a. Considerese que la señal mensaje $x(t)$ está limitado en el

rango ± 4 Volts. Los niveles de cuantización son cada 1 volt. para este caso se emplean 8 niveles de cuantificación, los cuales están localizados en -3.5, -2.5, ..., +3.5 volts. Asignamos el código número 0 al nivel -3.5 volts, el código 1 al nivel -2.5 volts, etc., hasta el nivel a +3.5 volts, al cual se asigna el código número 7.

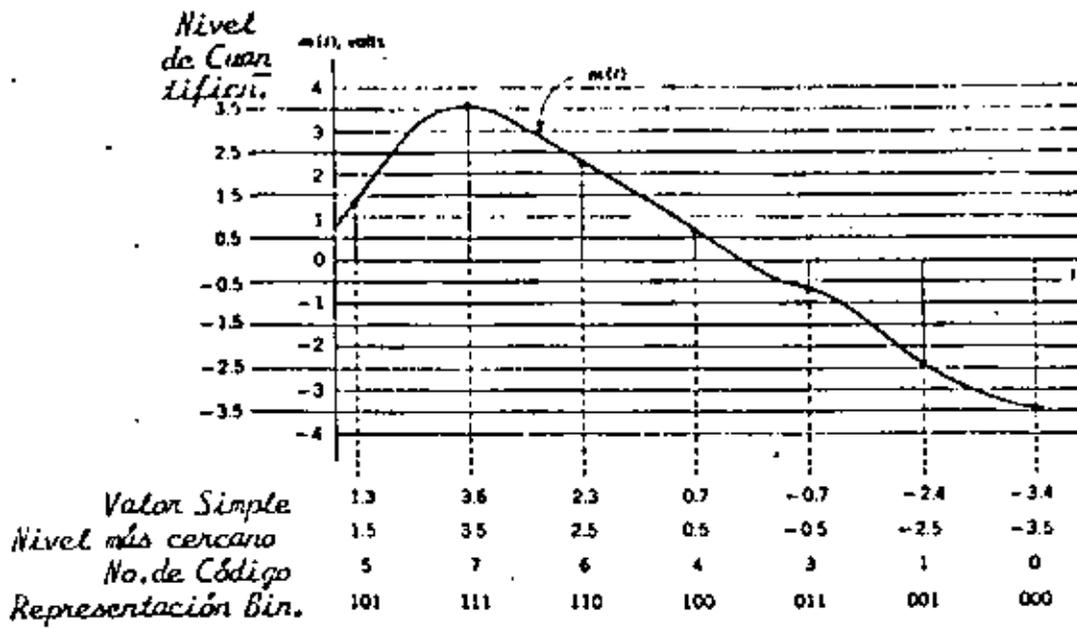
Cada número de código tiene su representación en aritmética binaria variando desde 000 para el número de código 0 a 111 para el número de código 7.

En la fig. 1a., en correspondencia con cada muestra, se especifica el valor muestra, el nivel de cuantificación más cercano, y el número de código con su representación binaria.

Si fuéramos a transmitir la señal analógica, transmitiríamos los valores muestras 1.3, 3.6, 2.3 etc. Si fuéramos a transmitir la señal cuantificada transmitiríamos los valores muestra cuantificados 1.5, 3.5, 2.5 etc. En PCM se transmite la representación binaria 101, 111, 110, etc.

Una configuración del sistema PCM se muestran en la fig. 2 y se describe a continuación.

Una señal analógica se hace pasar a través de un filtro paso bajas para limitarlo en banda, después se muestrea para obtener $x_s(t)$. Los valores muestreados son aproximados al valor discreto predeterminado más cercano (cuantificación).



Se muestrea regularmente una señal. En la figura se han indicado los niveles de cuantificación así como su representación binaria. Para cada muestra se da el valor de cuantificación.

FIGURA N° 1-A

Binario				Decimal
k_3	k_2	k_1	k_0	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

Números Equivalentes en Representación Binaria y Decimal

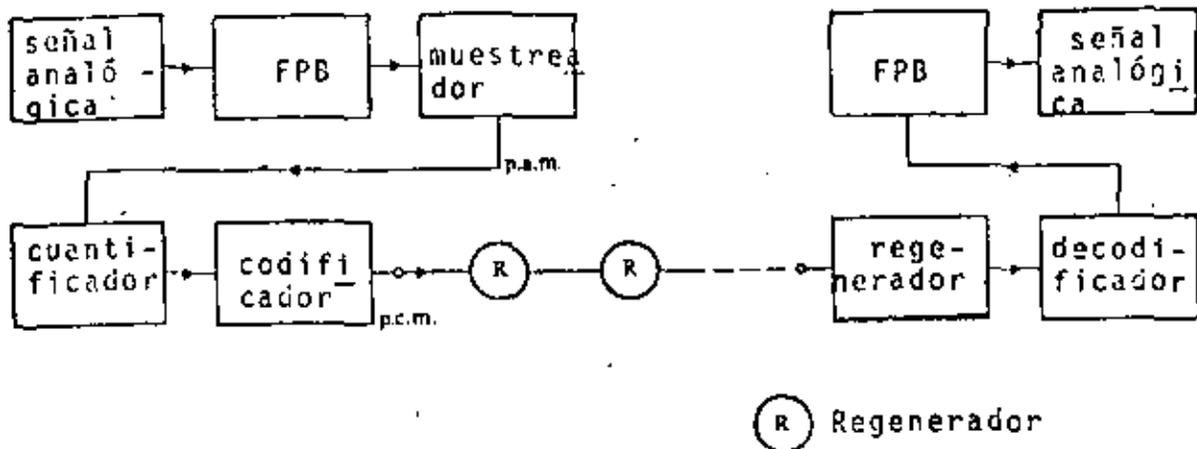


FIGURA N° 2
DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA PCM

TABLA III
PARAMETROS DE PCM

Tipo de señal	Ancho de Banda	Tasa de muestreo	No. de intervalos de cuantific.	Long. de la palabra en el código
voz	de 300 Hz a 3400 Hz	8 KHz	128, ó 256	7 ó 8
programa de música	15 KHz	32 KHz	2048	11
TV a color	5.5 MHz	13 MHz	512	9

Si hay un número finito de niveles de cuantificación llamado q , cada nivel puede ser representado por un código digital de longitud finita, $X_{sq}(t)$ es entonces digitalizado y codificado.

El codificador convierte las muestras cuantificadas a grupos de códigos apropiados, un grupo por cada muestra, y genera el correspondiente pulso digital formando la señal banda base PCM. En la práctica se agrega un compresor para mejorar la relación señal a ruido cuando el valor absoluto de la onda de entrada $X(t)$ es pequeño.

Para la multicanalización, cada mensaje es muestreado en un tiempo distinto y todos los valores muestreados son combinados.

Alternativamente la salida del multiplexor es una onda PAM, contando mensajes individuales, muestreados periódicamente, intercalados en el tiempo.

Si hay N entradas, el espacio entre pulsos es T/N , mientras que el espacio entre muestras sucesivas es T . Cuando la señal PCM es enviada por el medio de transmisión, es convertido en una forma adecuada para el medio.

La onda convertida es distorsionada por las características del medio y el ruido. Los repetidores regenerativos reciben la onda distorsionada, y regeneran una onda sin distorsión

y la envían.

El receptor actúa en forma inversa al transmisor, es decir, la onda PCM es decodificada en el decodificador para dar una onda PAM.

Después hacemos pasar esta señal por un filtro paso-bajas para regenerar nuevamente $X(t)$. Si es necesario, utilizamos un expansor después del codificador, esta lo haremos para prevenir que la señal se comprima, el objetivo de los filtros paso bajas es para eliminar cualquier frecuencia diferente de $X(t)$ como se muestra en la fig. 3.

RUIDO DE CUANTIZACION Y COMPRESION EN PCM.

Como se dijo anteriormente, una señal continua ó analógica que va a ser codificada en forma digital, debe ser cuantificada en pasos discretos de amplitud. Una vez cuantificada, los valores instantaneos de la señal continua, no podrán ser recobrados exactamente. Esto, como ya lo hemos mencionado, dá variaciones aleatorias llamadas ruido de cuantificación. Este ruido puede reducirse a cualquier grado deseado, escogiendo los pasos de cuantificación o niveles de separación suficientemente adecuados.

Para estudiar estos conceptos, con más detalle, primero analizaremos niveles de cuantificación igualmente espaciados y calcularemos la relación señal o ruido de cuantificación. En

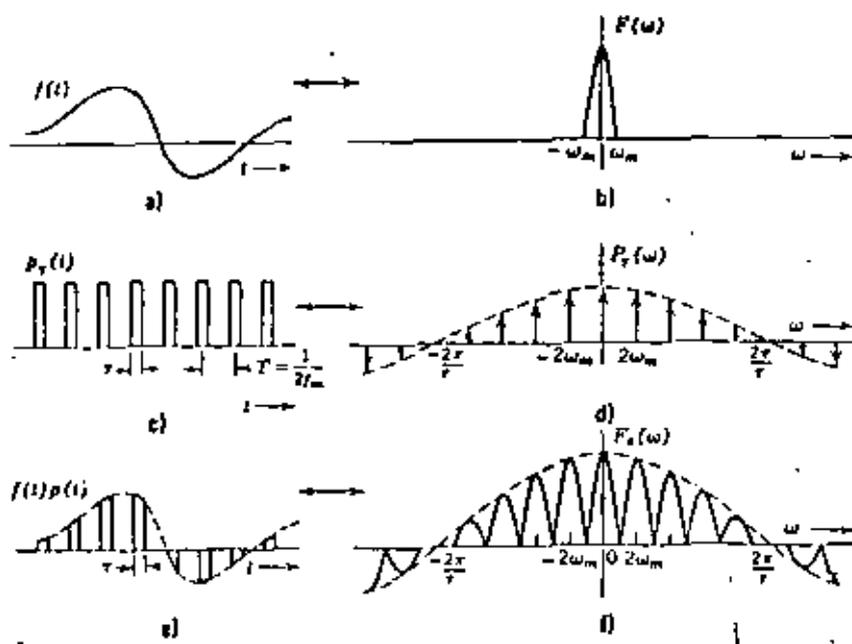


FIGURA N° 3
 MODULACION POR PULSOS; Muestreo No Ideal.

la práctica, más que usar disminución en los niveles de la señal, las señales son primero comprimidas en amplitud para forzar que todas las señales caigan dentro de un rango específico. Esta característica de compresión es típicamente de una forma logarítmica. Niveles de cuantificación uniforme son entonces aplicados a esta señal comprimida.

El efecto es para proveer proporcionalmente más niveles de cuantificación a los niveles de señal mas pequeños, como si la separación de los niveles de cuantificación hubieran sido reducidos a los niveles de la señal mas bajos. En el receptor la señal es expandida a su amplitud original por medio de una inversión logarítmica.

RUIDO DE CUANTIFICACION, ESPACIAMIENTO DEL MISMO NIVEL.

Para calcular el ruido de cuantificación rms en este caso, antes de obtener una expresión para la relación señal a ruido de cuantificación, sea la señal en el transmisor cuantificado en un total de M niveles con una separación "a" en volts entre niveles adyacentes. Con una desviación de señal de P volts, ó una máxima desviación positiva ó negativa de V volts (fig. 4),

$$a = \frac{P}{M} = \frac{2V}{M} \quad (1)$$

Las amplitudes cuantificadas estarán a $\pm a/2, \pm \frac{3a}{2}, \dots$,

$\pm (M - 1) (a/2)$, y las muestras cuantificadas cubrirán un rango de

$$A = (M - 1) a \text{ volts} \quad (2)$$

Como se ha venido mencionando, el proceso de cuantificación introduce un error irreducible, ya que una muestra que aparece a la salida del receptor a un voltaje cuantificado A_j puede deberse a cualquier voltaje de la señal en el rango de $A_j - a/2$ a $A_j + a/2$ volts. Esta región de incertidumbre se muestra en la fig. 5.

El ruido de cuantificación está limitado en $\pm a/2$ volts. Se puede calcular el voltaje del error cuadrático medio debido a cuantificación. Para hacer esto, considerese que sobre un largo período de tiempo todos los valores de voltaje en la región de incertidumbre eventualmente aparecen el mismo número de veces. El voltaje instantáneo de la señal será $A_j + E$, con $-\frac{a}{2} \leq E \leq a/2$.

E representa el voltaje de error entre la señal instantánea (real) y su equivalencia cuantificada. Bajo la consideración de que todos los valores de E son igualmente probables.

El valor cuadrático medio de E será entonces

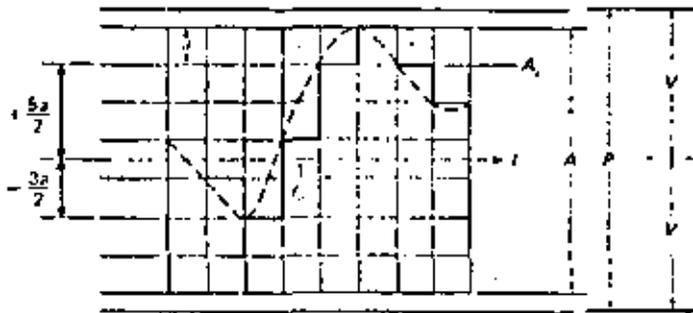


FIGURA N° 4
 APROXIMACION CUANTIFICADA A 8 NIVELES DE UNA SERIAL

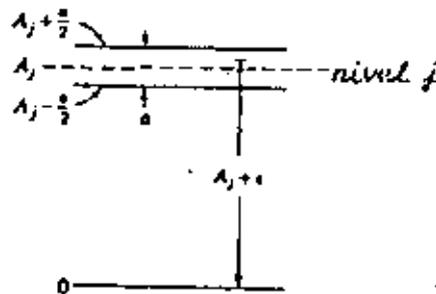


FIGURA N° 5
 REGION DE INCERTIDUMBRE PARA LA SALIDA DEL SISTEMA.

$$V(t) = \frac{1}{a} \int_{-a/2}^{+a/2} v^2 dt = \frac{V^2}{3} \quad (3)$$

Si la potencia media de la señal esta dada por $\frac{V^2}{2}$, la relacion señal a ruido será:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{V^2}{2}}{\frac{a^2}{12}} = \frac{3}{2} M^2 \quad (4)$$

Se observa como la calidad de transmision depende de M. Sa biendo que $M = n^m$, donde m es el número de pulsos en el grupo de código y n el número de niveles de código,

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} n^{2m} \quad (5)$$

En la práctica, $M = 128$, para telefonía. Algunas propieda des de PCM contenidas en la ecuación (4) son:

- 1) El resultado es independiente de la modulación de porta dora, potencia transmitida, o ruido blanco, reflejándose el hecho que los errores de decodificación son ignorados.
- 2) La relación señal a ruido es constante y se determina pa ra el transmisor por el número de niveles de cuantifica ción.

- 3) El PCM tiene las características de la reducción del ancho de banda de ruido, en el sentido que el ruido de cuantificación decrece con el incremento de M y el ancho de banda depende de M .

En el código binario, podemos decir que

$$M = 2^m \quad (6)$$

Por otro lado, el ancho de banda base B_T es aproximadamente igual a mW , cuando la frecuencia de muestreo está ajustada por la razón de Nyquist, es decir $f_s = 2W$.

Por lo tanto $M = 2 \frac{B_T}{W}$, y la ecuación (4) puede escribirse como $\frac{S_0}{N_0} = 3 \cdot 2^2 \frac{T}{W}$ lo cual muestra la reducción del ruido como un intercambio exponencial entre el ancho de banda por la relación señal a ruido.

La tabla I muestra el mejoramiento de la relación señal a ruido de cuantificación con el número de niveles.

RELACION SEÑAL A RUIDO CON COMPRESION Y EXPANSION.

Se dijo anteriormente que la cuantificación y codificación lineal usan los niveles de cuantificación divididos linealmente. Esto es adecuado cuando la amplitud del nivel de la onda de entrada se distribuye uniformemente sobre el rango: $\pm V$. Sin embargo, para muchas clases de señales no

hay valores picos especificados y el nivel de la señal puede de hecho variar en una forma aleatoria.

Generalmente, la probabilidad de ocurrencia de una amplitud muy alta es pequeña para casi toda la onda de entrada, por lo que es desventajoso dividir el espacio total de cuantificación en amplitudes iguales. Contrariamente, la amplitud de los escalones correspondientes a los niveles de amplitud baja, lo cual ocurre más frecuentemente, debería ser menor desde el punto de vista de la transmisión de la información.

Para evitar esta dificultad, se introduce un compresor, el cual comprime la porción de nivel alto y expande la porción de nivel bajo de la señal de entrada.

La onda de salida del compresor toma una distribución de amplitud diferente a la entrada, y es uniformemente cuantificada. Por lo tanto, con respecto a la entrada la amplitud del escalón de cuantificación resulta pequeña en los puntos de nivel bajo y gruesa en los puntos de nivel alto.

En el receptor, una operación inversa es efectuada por el expansor., estas consideraciones las analizaremos como sigue: Primero demostraremos el efecto de la variación dinámica de la potencia de la señal sobre la relación señal a ruido con separación uniforme de niveles de cuantificación. Digamos que el cuantificador está diseñado para aceptar una desviación de la señal pico a pico de $P = 2 V$ volts, pero

que este corresponde al máximo nivel de la señal de intensidad más alta esperada.

Sea que la señal real que aparece a la entrada del cuantificador tenga una potencia media (valor cuadrático medio) de σ^2 . Esto debería ser obviamente significativamente menor que V^2 para ser acomodado por el cuantificador. (Como un ejemplo, si la señal es estadística en naturaleza y sigue la distribución de probabilidad Gausiana, σ^2 es la varianza de la distribución. Teóricamente una variable aleatoria Gausiana, en este caso la amplitud de la señal, puede tomar algún valor cualquiera que sea. No hay valor teórico máximo. Hay un 99.99 por ciento de probabilidad de que la variable caiga dentro del rango $\pm 4\sigma$.

Uno puede así, con seguridad tomar $V = 4\sigma$ en este caso. En este ejemplo, entonces $\sigma^2 = V^2/16$ es la señal de máxima intensidad que puede ser acomodada por el cuantificador. Si la señal cubre el rango $\pm V$ uniformemente, sin embargo, $\sigma^2 = V^2/3$ es la potencia de la máxima señal que puede ser acomodada.

Como anteriormente, para el ruido de cuantificación cuadrático medio

$$\begin{aligned} E(E^2) &= \frac{a^2}{12} \\ &= \frac{V^2}{3 M^2} \end{aligned}$$

usando la característica de cuantificación $a = \frac{2V}{M}$. Con una potencia de señal de entrada de σ^2 , tenemos que la relación señal a ruido es

$$\text{SNR} = \frac{\sigma^2}{E(\epsilon^2)} = 3 M^2 \left(\frac{\sigma^2}{V^2} \right) \quad (7)$$

ya que el ruido de cuantificación es fijado, independiente de σ^2 , en el caso de niveles espaciados uniformemente, la SNR es proporcional a σ^2 . Como uno que habla reduce su intensidad, el SNR se reduce correspondientemente. El ruido de cuantificación se hace más notable. Este es el problema aludido anteriormente. Para mitigar esto y obtener un relativamente fijo SNR sobre un rango dinámico de señales es necesario introducir una disminución gradual del nivel de cuantificación. Alternativamente como se comentó anteriormente, es más fácil en la práctica comprimir no linealmente la señal y entonces aplicar el espaciamiento de nivel uniforme a la señal de salida comprimida. Es evidente que esta es exactamente equivalente a una separación no uniforme de los niveles. Un ejemplo aparece en la fig. 6. X' representa la señal de entrada y y la salida. Para la característica escogida, los niveles de entrada equivalentes se alejan más y más conforme la amplitud de entrada se aproxima a $\pm V$. Esto es debido a la compresión de los valores de entrada más altos, en un rango correspondientemente más pequeño de valores de salida.

Una típica característica de compresión tiene una forma lo

TABLA I

S_e/N_e dB	M	ancho de banda
11	2	1
17	4	2
23	8	3
29	16	4
35	32	5
41	64	6
47	128	7

Mejoramiento de la Relación Señal a Ruido de Cuantificación con el Número de Niveles

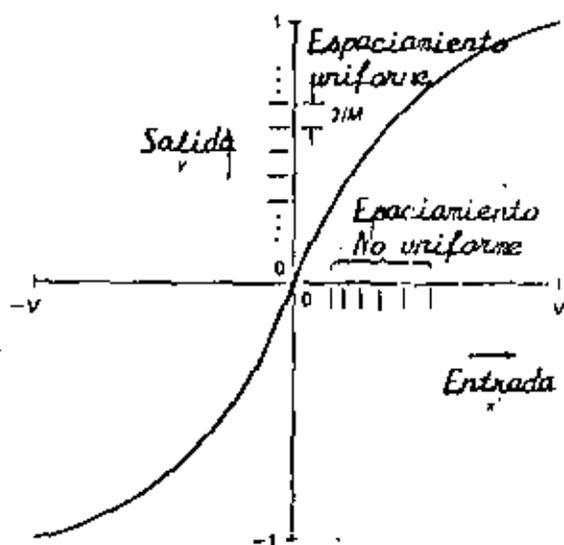


FIGURA N° 6
Característica del Compresor No Lineal

garítmica. Una particularmente forma común implementada en la práctica para telefonía es la del compresor-expansor de la ley μ . Este tiene la forma específica

$$y(x') = \frac{\ln(1 + \mu x'/V)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x' \leq V \quad (8)$$

Con la característica simétrica impar respecto al punto $x' = 0$, $y(x')$ está en el rango ± 1 . El parámetro μ puede hacerse variar para obtener una variedad de características. Note que para $x' \ll V/\mu$ la característica es casi lineal.

$$y(x') = \frac{\mu x'}{V \ln(1 + \mu)} \quad x' \ll \frac{V}{\mu} \quad (9)$$

Conforme x' aumenta más allá del punto V/μ , la característica logarítmica toma posesión.

Para $\mu \ll 1$, $y(x') = x'/V$, la compresión no lineal desaparece y el espaciamiento uniforme de la salida y corresponde a un espaciamiento uniforme de la entrada x' .

Para llevar a cabo el cálculo de ruido de cuantificación y el análisis de SNR para la característica de compresión de la ley μ , es útil definir una entrada normalizada $x = x'/V$ para así obtener

$$y(x) = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (10)$$

La fig. 8 muestra y en función de x para diferentes valores de μ . Nuestro análisis dependerá de la potencia de la señal normalizada (o varianza) $\sigma_x^2 = \sigma^2/V^2$. En términos de este parámetro la SNR para niveles de cuantización uniforme (sin compresión) esta dada por

$$\text{SNR} = 3 M^2 \sigma_x^2 \quad (11)$$

Expresión que tendrá que ser comparada con la que se obtenga para un sistema con compresión. Para analizar el efecto de compresión o disminución no lineal sobre el ruido de cuantización y por consiguiente el SNR, notamos que la señal de salida y tiene valores separados igualmente $\frac{2}{M}$, desde -1 a $+1$ como se muestra en la figura 2. Nos concentraremos solamente en el análisis para valores positivos de x solamente. Esta separación uniforme se proyecta en un espaciamiento no uniforme A_j ($j = 1, 2, \dots, M/2$) a la entrada, la cual depende de las características del compresor.

Considere una separación particular A_j centrada en x_j como es mostrado en la fig. 9. Es evidente de la figura que para A_j suficientemente pequeña ($2/M \ll 1$), $2/M = dy/dx, x_j \Delta_j$, ó

$$\Delta_j = \frac{2}{M} \left| \frac{dy}{dx} \right|_j \quad (12)$$

Todos los valores de x en el rango A_j centrados en x_j corresponderán, después de la cuantificación de la señal com

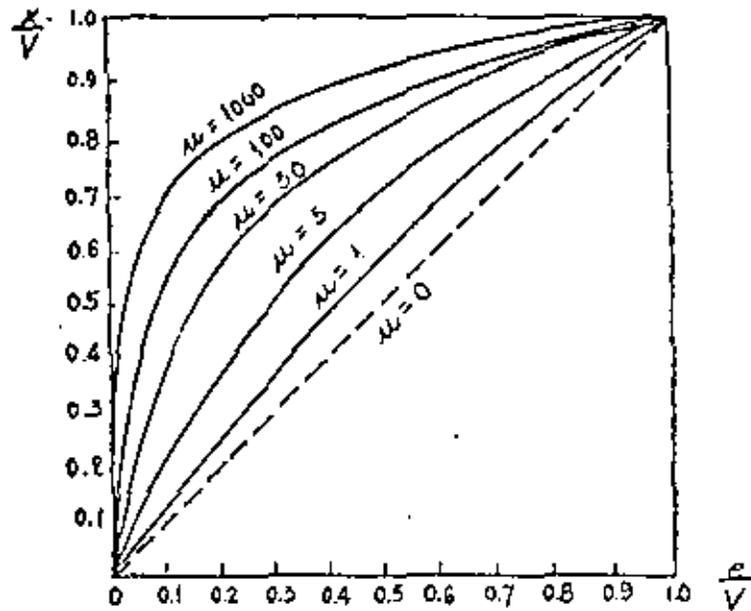


FIGURA N° 8
Características Logarítmicas de la Compresión.

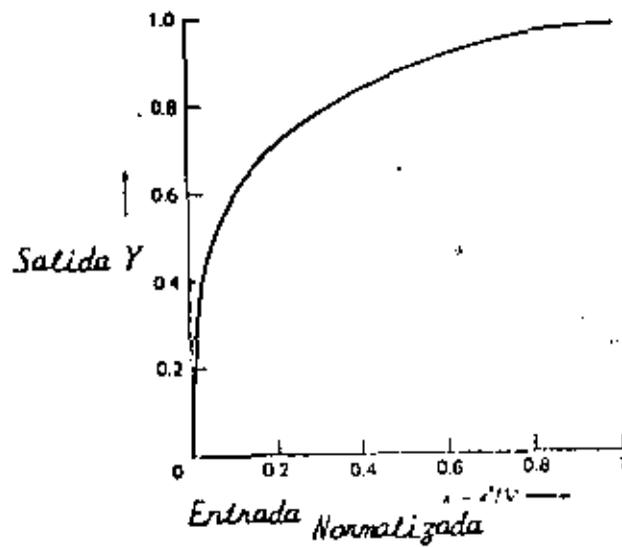


FIGURA N° 8-A
 Característica de un Compresor; Compresión de la
 Ley μ . $\mu = 255$ (Cuadrante Positivo Únicamente).

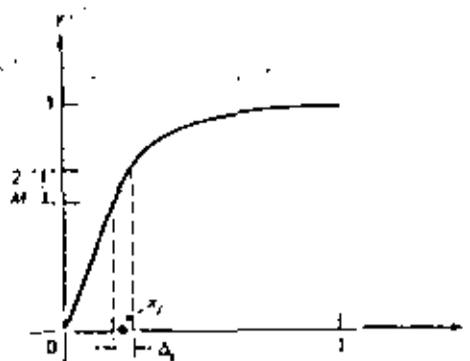


FIGURA N° 9
 Análisis del Compresor

primida a un valor de salida. Por consiguiente el error de cuantificación cuadrático medio debido a estos valores puede encontrarse apropiadamente promediando sobre A_j .

Considerese ahora que la señal de entrada es aleatoria con una función de densidad de probabilidad conocida $f(x)$. La variación cuadrática medio respecto a x_j esta dada, por definición por

$$E (E_j^2) = \int_{x_j - \Delta_j/2}^{x_j + \Delta_j/2} (x-x_j)^2 f(x) dx \quad (13)$$

ya que hemos estado asumiendo el número de niveles de cuantificación $M \gg 1$, es una razonable aproximación que todos los valores de x en el rango Δ_j tengan la misma probabilidad de ocurrencia.

Este corresponde a tomar $f(x)$ constante sobre ese rango. Así que

$$\begin{aligned} E (E_j^2) &= f(x_j) \int_{x_j - \Delta_j/2}^{x_j + \Delta_j/2} (x-x_j)^2 dx \\ &= f(x_j) \frac{\Delta_j^3}{12} \end{aligned} \quad (14)$$

Note que esta es similar al análisis llevado a cabo anterior

mente, excepto que la separación de nivel fué un valor fijo $\Delta_j = a$ (ver ecuación (1)), de la ecuación (12) podemos escribir.

$$E (E_j^2) = \frac{1}{3 M^2} \frac{f(x_j)}{[y'(x_j)]^2} \Delta_j \quad (15)$$

donde $y'(x) = \frac{dy}{dx}$. El ruido de cuantificación cuadrático medio total $E(E^2)$, incluyendo x_j negativa, es dos veces la suma de todas las contribuciones de $M/2$, $E(E_j^2)$, $j = 1, 2, \dots, M/2$:

$$E(E^2) = 2 \sum_{j=1}^{M/2} E(E_j^2) = \frac{2}{3 M^2} \sum_{j=1}^{M/2} \frac{f(x)}{[y'(x)]^2} \Delta_j \quad (16)$$

para M suficientemente grande, podemos aproximar la suma de (16) por la integral equivalente, y obtener

$$E(E^2) = \frac{2}{3 M^2} \int_0^1 \frac{f(x)}{[y'(x)]^2} dx \quad (17)$$

Esta es la expresión usada para evaluar el efecto debido a la compresión. Note, a manera de confirmar, que si no hay compresión $y = x$, $y'(x) = 1$, $E(E^2) = 1/3 M^2$, como se encontró anteriormente.

Por la ley μ de compresión-expansión específicamente, tenemos de (10),

$$y'(x) = \frac{\mu}{\Gamma_n(1+\mu)} \frac{1}{1+\mu x} \quad (18)$$

Introduciendo esta ecuación en el denominador de (17), tenemos:

$$\begin{aligned} E(E^2) &= \frac{2}{3 M^2} \left[\frac{\Gamma_n(1+\mu)}{\mu} \right]^2 \int_0^1 f(x) (1+\mu x)^2 dx \\ &= \left[\frac{\Gamma_n(1+\mu)}{\mu} \right]^2 \frac{1}{3 M^2} \left(1+\mu^2 \sigma_x^2 + 2\mu E[|X|] \right) \quad (19) \end{aligned}$$

donde

$$\sigma_x^2 = \int_{-1}^1 x^2 f(x) dx \quad (19a)$$

es la varianza de la distribución de la señal a ser cuantificada $[f(x)$ es considerado simétrica respecto a cero y concentrada en el rango $-1, 1]$, y

$$E[|X|] = 2 \int_0^1 x f(x) dx \quad (19b)$$

Las estadísticas de la señal requeridas son los dos parámetros σ_x^2 y $E[|X|]$. La forma real de la función de densidad de probabilidad de la señal $f(x)$ no es demasiado crítica. La relación $E[|X|]/\sigma_x$ no varía mucho de una distribución a otra y por consiguiente $E(E^2)$ sera casi la misma para diferentes funciones de densidad. Tres ejemplos son tabulados en seguida y las correspondientes funciones de densidad son mostradas en la fig. 10.

1. Señal Laplaciana:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_x} e^{-\sqrt{2} |x|/\sigma_x} \quad (21)$$

$$\frac{2 E[|X|]}{\sigma_x} = \sqrt{2} = 1.414 \quad (22)$$

2. Señal Gaussiana

$$f(x) = \frac{e^{-x^2/2 \sigma_x^2}}{\sqrt{2} \pi \sigma_x^2} \quad (23)$$

$$\frac{2 E[|X|]}{\sigma_x} = 2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} = 1.6 \quad (24)$$

3. Señal Uniformemente distribuida

$$f(x) = \frac{1}{2A} \quad -A \leq x \leq A \quad (25)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{A^2}{3} \quad ; \quad \frac{2E[|X|]}{\sigma_x} = \sqrt{3} = 1.732 \quad (26)$$

Los valores particulares de $E[|X|]$ dados en cada caso son obtenidos al integrar (18b).

La relación de señal a ruido de cuantificación es obtenida ahora, como anteriormente, definiendola como la potencia de la señal cuadrática media dividido por $E(E^2)$. Así obtenemos, para el compresor de la Ley μ ,

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_x^2}{E(E^2)} = \frac{3 M^2}{\left[\ln (1+\mu)^2 \right]} \frac{1}{1+2 E \left[|X| \right] / \mu \sigma_x^2 + 1/\mu^2 \sigma_x^2} \quad (27)$$

Usando esta ecuación y varios modelos para la estadística de la señal, se puede obtener la SNR para varios μ 's. Para $\mu \rightarrow \infty$ es fácil ver que $\text{SNR} = 3 M^2 \sigma_x^2$, justo como el resultado para espaciamiento de niveles uniformes. En la tabla II se ha tabulado la SNR en decibeles como una función de σ_x^2 para $\mu = 255$ y 7 bit ($M = 128$).

La fig. 11 muestra el resultado de estos cálculos. Obsérvese que la SNR es casi constante para un rango amplio de señales de entrada, para el caso de compresión. Solamente cuando σ_x^2 alcanza un valor de -40 db, la SNR empieza a descender considerablemente.

Los valores de los parámetros del sistema cuando varios tipos de señales son transmitidas por PCM están dados en la tabla III.

Variaciones en los valores de los parámetros resultan de variaciones en los requerimientos de calidad y en sensibilidad subjetiva y error de cuantificación. Como un ejemplo ilustraremos un sistema utilizado por el Reino Unido que consiste en 24 canales telefónicas. Cada señal es muestreado a una razón de 3 KHz. y 128 intervalos de cuantización por cada señal, tal que 7 dígitos binarios son necesarios

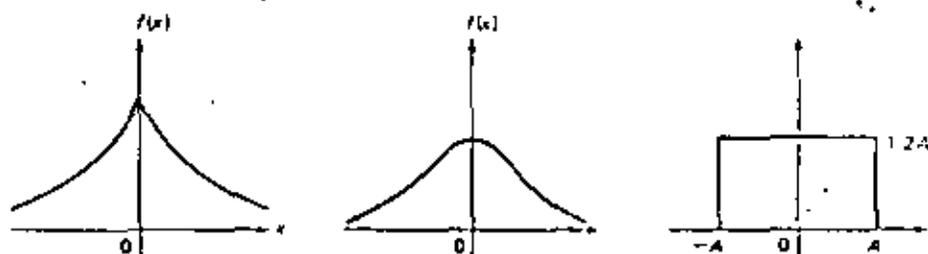


FIGURA N° 10

Ejemplos de Curvas de Densidad de Probabilidad: a) Laplaciana; b) Gaussiana; c) Uniforme.

TABLA II
 RELACION SEÑAL A RUIDO DE CUANTIFICACION. CODIGO DE 7 BITS.
 Compresión de la Ley μ , $\mu = 255$

σ_x^2 , dB, relativos a la máxima señal de entrada.	Relación Señal a Ruido en Decibelios		
	Espaciamiento Uniforme	Caso de Compresión	
		Laplaciano	Gaussiano
- 60	- 13.1	18.6	18.5
- 56	- 9.1	21.8	21.6
- 50	- 3.1	25.7	25.5
- 46	0.9	27.6	27.3
- 40	6.9	29.7	29.5
- 26	20.9	31.5	31.5
- 20	26.9	31.8	31.8
- 14	32.9	32.0	32.0
- 8	38.9	32.0	32.0
0	46.9	32.0	32.0

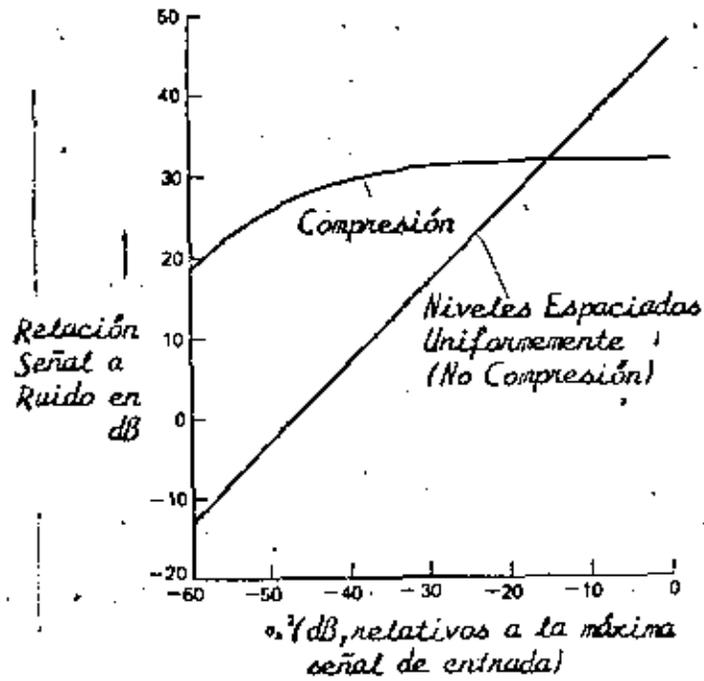


FIGURA N° 11
 Ruido de Cuantificación con Compresión v.s. Potencia de la Señal de Entrada. $\mu = 255$. $M = 128$ niveles.

para representar cada muestra. Sin embargo un octavo dígito es agregado a cada grupo para propósitos de estructuración ó señalización tal que la longitud de las palabras de código es efectivamente ocho (fig. 12).

Una estructuración consiste de una palabra de código de cada una de los 24 canales como se muestra. Así, una configuración consiste de $(24 \times 8) = 192$ pulsos los cuales deben transmitirse en $1/(2 \times 4000) \text{ S} = 125 \mu\text{s}$, dando una razón de transmisión de 1.536 M bit/seg. para los 24 canales.

Las jerarquías para PCM propuestas por varios países se muestra en las figuras (13) y (14). La tablas IV y V muestran la razón de información y la capacidad de canales.

REQUERIMIENTOS DE ANCHO DE BANDA PARA PCM

Ya que PCM requiere la transmisión de muchos dígitos por cada muestra mensaje, es evidente que el ancho de banda para PCM será mucho mayor que el ancho de banda del mensaje. Se puede obtener una frontera inferior para el ancho de banda como sigue. Si el ancho de banda del mensaje es B_x , entonces las muestras cuantificadas ocurren a una razón de f_s ($\geq 2 B_x$) muestras por segundo. Si el sistema PCM utiliza n símbolos para representar los niveles de cuantización M , cada palabra de código consistiría de m dígitos, donde

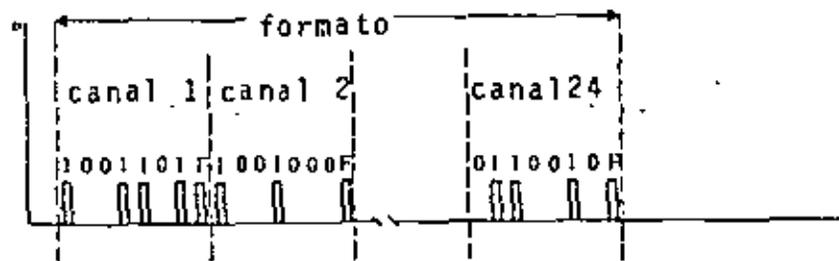


FIGURA N° 12
FORMATO DE ARMADO

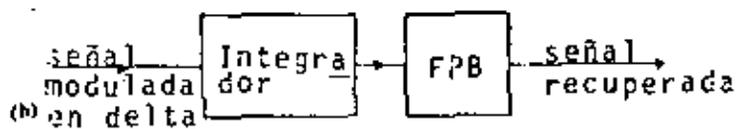
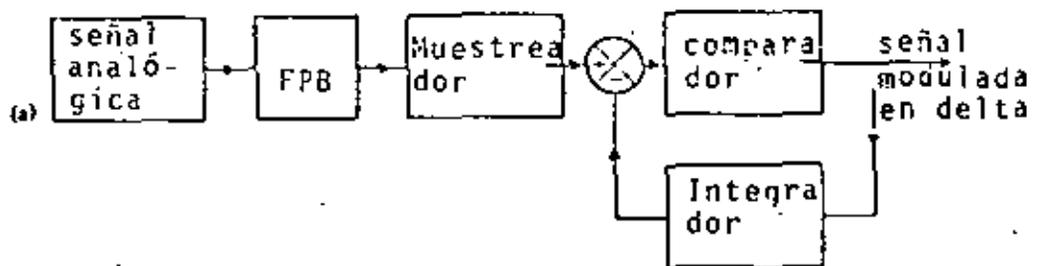


FIGURA N° 16
DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN SISTEMA SIMPLE DE MODULACION DELTA: a) Transmisor; b) Receptor.

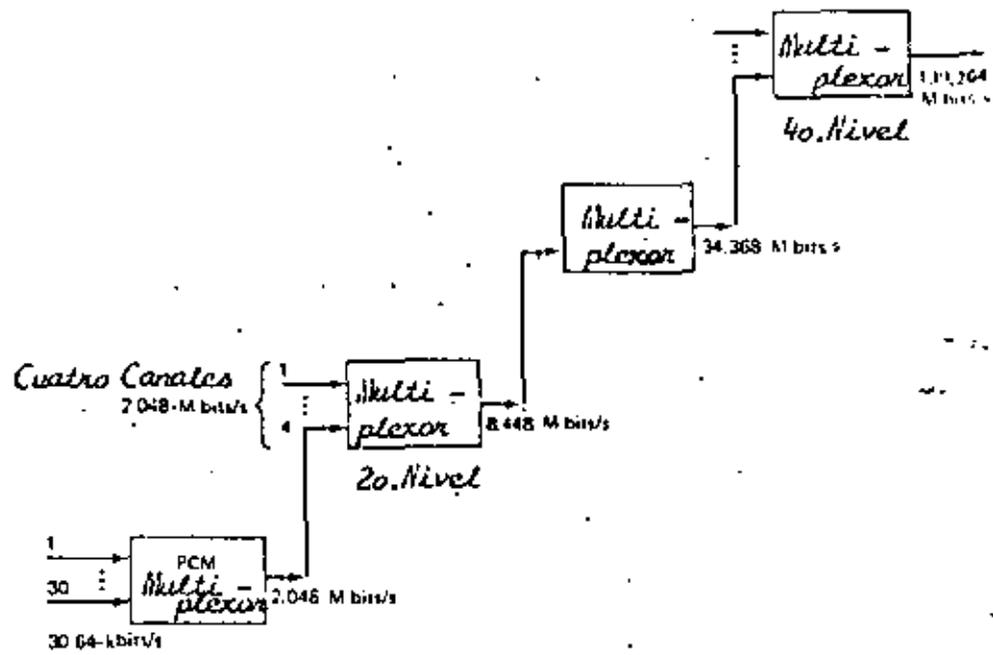


FIGURA N° 13
 JERARQUÍA DIGITAL: Recomendación CCITT.

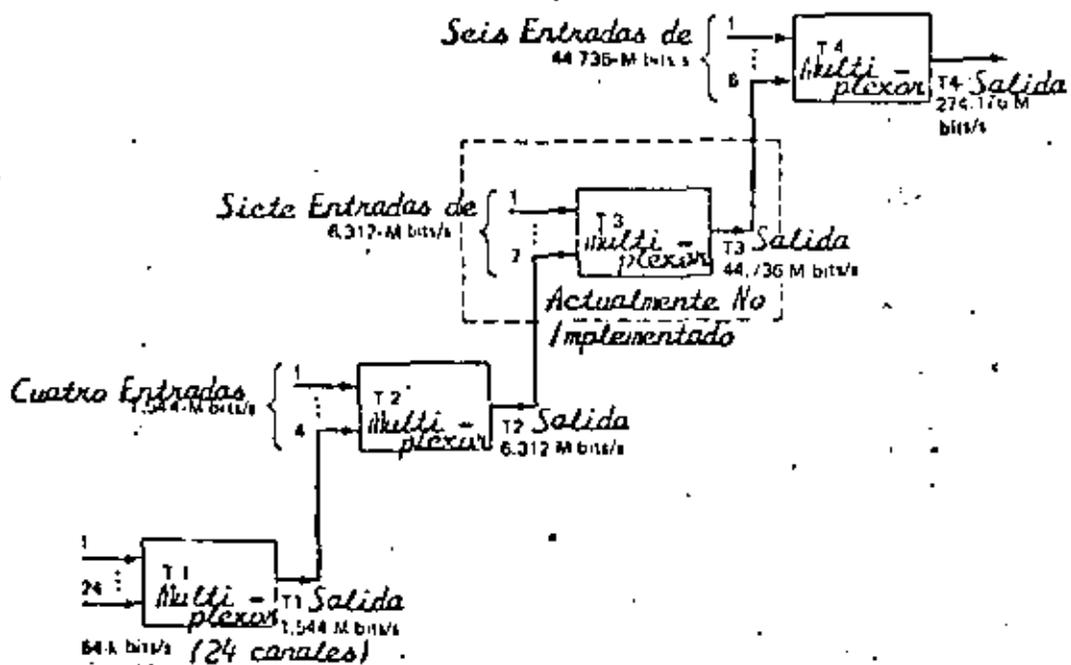


FIGURA N° 14
 SISTEMA NTT : Jerarquía Digital.

TABLA IV
 Velocidades Estándar de Transmisión en Estados Unidos, Canadá, Japón
 Europa.

Jerarquía, Nivel No.	EU/Canadá (kb/s)	Japón (kb/s)	Europa (kb/s)
1	1.544	1.544	2.048
2	6.312	6.312	8.448
3	44.736	32.064	34.368
4	274.176	97.728	139.264
5	-	376.200	560.840

TABLA V
 Capacidad Estándar de Canales de Voz en Sistemas PCM.
 Estados Unidos, Canadá, Japón y Europa.

Jerarquía, Nivel No.	c a p a c i d a d		
	EU/Canadá	Japón	Europa
1	24	24	30
2	96	96	120
3	672	480	480
4	4032	1440	1920
5	-	5760	7680-11520

$$m = \log_n M$$

Ya que hay n^m posibles palabras de código. Así la razón de símbolos por canal es $r_s = m f_s \geq 2 m B_x$. Recordando que para PAM se requiere un ancho de banda $\geq \frac{f_s}{2}$, entonces el ancho de banda para PCM es

$$B_{PCM} \geq m B_x$$

o

$$B_{PCM} \geq B_x \log_n M$$

Como ejemplo considere la transmisión de voz y tómesese un ancho de banda de $B_x = 4$ KHz $f_s = 8000$ muestras/s. Cada muestra es cuantificada en 128 niveles. Si estas muestras se transmiten usando PCM, el ancho de banda requerido deberá ser $\geq 4000 \log_2 128 = 28$ KHz, la cual es considerablemente mayor que el ancho de banda de 3 KHz de la señal de voz.

PCM DIFERENCIAL Y MODULACION DELTA

Modulación por pulsos codificados (PCM) no es la única técnica para codificar señales analógicas por transmisión digital. Existen otras dos técnicas que se describirán en esta sección: Modulación PCM diferencial y modulación Delta.

La modulación PCM diferencial requiere una tasa de transmisión más baja y por lo tanto un ancho de banda menor que PCM, y tiene aplicaciones en transmisión digital de señales de Televisión y en el vidoteléfono. La modulación Delta tiene la ventaja de simplicidad y se usa para transmisión de voz, particularmente en aplicaciones donde una baja calidad de transmisión es aceptable.

Ambos métodos de codificación emplean el principio de codificar la diferencia entre dos señales. Sin embargo, cada una hace uso de todas las ventajas de transmisión digital, incluyendo regeneración, y las señales resultantes pueden ser multicanalizadas en forma similar como las señales PCM.

PCM DIFERENCIAL

El diagrama de bloques del transmisor y receptor de un sistema PCM diferencial simple es mostrada en la fig. 15. En la ausencia del cuantificador y codificador y de los decodificadores, el sistema transmitiría la diferencia entre muestras de señales analógicas y reconstruiría la señal analógica en el receptor al usar el integrador para sumar esta diferencia a la señal ya acumulada. El transmisor representado en la fig. 15 cuantifica y codifica la diferencia entre una muestra de señal analógica y una señal realimentada desde su salida. La señal analógica es recobrada en el receptor, decodificando la diferencia antes de integrar para sumarla a la señal recobrada previamente, pero este proceso

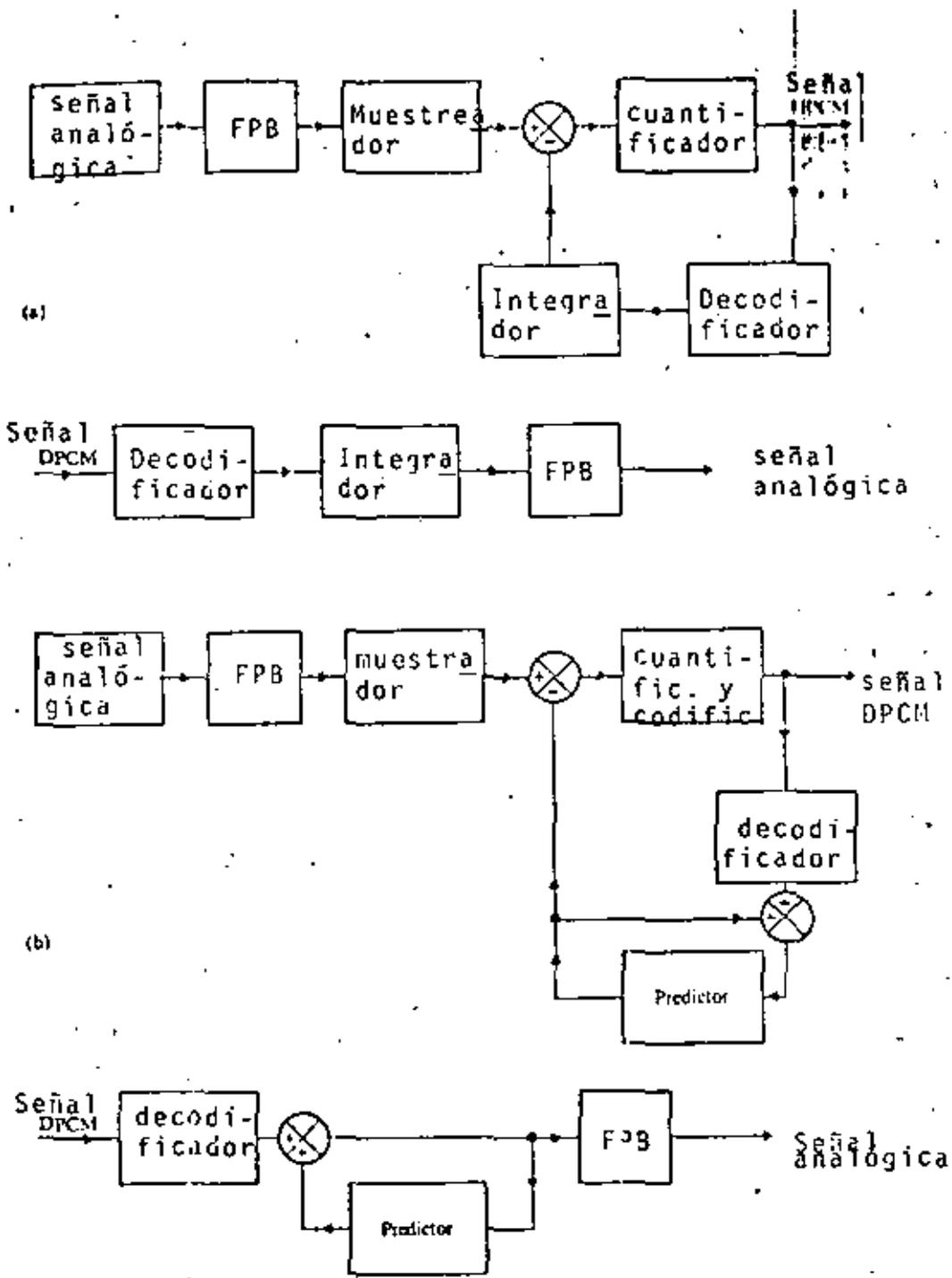


FIGURA Nº 15
 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA PCM DIFERENCIAL: a) Transmisor y receptor de un sistema PCM simple; b) Transmisor y receptor de un sistema PCM con predictor.

es también llevado a cabo en lazo de realimentación del transmisor, tal que la cuantificación y codificación sean realmente llevadas a cabo sobre la diferencia entre una muestra de la señal analógica de entrada y la muestra previa, recuperada en el receptor.

Si un error de transmisión ocurre durante la transmisión digital, tal que una diferencia de señal es decodificada en el receptor a partir de una palabra de código erróneo, el error no solamente afecta la señal reconstruida inmediatamente, sino también se extiende a las subsecuentes señales reconstruidas.

La extensión del error puede ser evitado al incorporar un predictor en el sistema PCM diferencial.

El sistema PCM diferencial mantiene una ventaja sobre sistemas PCM solo si la diferencia de la señal puede ser adecuadamente cuantificada y codificada al usar menos niveles de intervalos de cuantificación, y por lo tanto palabras de código más cortas, que son requeridas cuando se usa PCM.

Las señales de video son adecuadas para codificarse por PCM diferencial: Pruebas de transmisión de señales de televisión codificadas en esta forma han sido llevadas a cabo sobre enlaces de satélites. Mientras que recepción de televisión blanco y negro de calidad aceptable puede lograrse usando PCM con 256 intervalos de cuantización y palabras de código

go de longitud 8, eso se puede lograr por PCM diferencial con niveles de cuantización de 8 y palabras de longitud de 3. Consecuentemente, una reducción de 3/8 en los requerimientos de la tasa de transmisión y del ancho de banda puede ser lograda. La tasa de transmisión para señales de televisión codificadas por PCM diferencial es aproximadamente 34 M bit/s.

MODULACION DELTA

PCM diferencial con solo dos intervalos de cuantificación es conocida como modulación delta. Así, la modulación delta tiene palabras de código de un solo dígito y son 0 y 1. Los transmisores y receptores de todos los tipos de PCM diferencial excepto modulación delta son tan complejos como los requeridos para PCM, pero para modulación delta son particularmente simples ya que la codificación de un solo dígito es lograda fácilmente.

De hecho, la modulación delta es el método conocido más simple de codificación.

Un diagrama de bloque del transmisor y receptor de un sistema de modulación delta sencillo, se muestra en la fig. 16. El comparador da, tanto un pulso positivo como negativo: Si su entrada es positiva produce un pulso positivo, de otra forma produce uno negativo. Si el transmisor comparara muestras diferentes de la señal de entrada, produciría un

pulso positivo si la señal tuviera una pendiente positiva y si no, un pulso negativo. Sin embargo, realmente compara la muestra actual con la aproximación reconstruida de la muestra previa y en consecuencia puede corregir la señal reconstruida. Como el transmisor esta esencialmente estimando la pendiente de la señal analógica, el proceso de reconstrucción naturalmente involucra integración. La entrada de un pulso positivo al integrador, causa que su salida se incremente por una cantidad denotada por Δ y una entrada negativa que decrece la salida por Δ . Una típica señal analógica, la señal reconstruida resultante, y la correspondiente señal de modulación Delta estan ilustradas en la Fig. 17. Cuando el modulador delta esta rastreando la señal analógica, un estimado de la pendiente promedio de aquel en un intervalo de tiempo particular puede ser obtenida de la diferencia entre el número de pulsos positivos y negativos de la señal de modulación delta en ese periodo. Por ejemplo, en el intervalo de $t = 0$ a $4 T$ en la fig. 17, la señal de modulación delta tiene tres pulsos positivos y sólo uno negativo, tal que la pendiente promedio de la señal analógica en ese intervalo esta dada aproximadamente por

$$(3-1) \Delta/4 T = \Delta/2 T$$

donde T es el período de repetición del pulso.

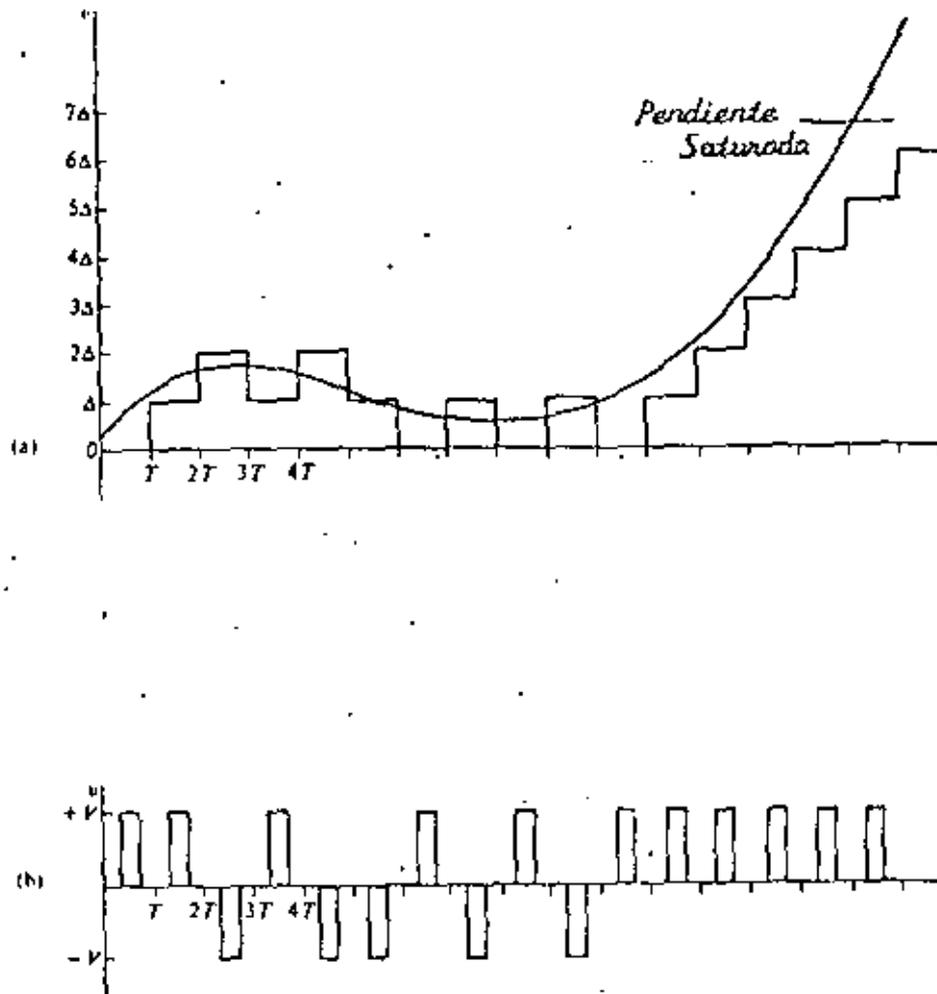


FIGURA N° 17
 SEÑALES EN UN SISTEMA DE MODULACION DELTA ;
 a) Señal analógica de entrada y su reconstrucción.
 b) Señal modulada en delta.

MODULACION Y DEMODULACION

Para poder transmitir los trenes de pulsos a través de enlaces por microondas, una portadora continua puede modularse en amplitud, fase o frecuencia en el sistema transmisor, ya que las características de transmisión por microondas son del tipo de banda base. La señal transmitida es primero demodulada en pulsos en la banda de frecuencia de la portadora en el sistema receptor para dar los pulsos PCM en la banda base. Entonces los pulsos digitales binarios, sin distorsión de transmisión en sus formas de ondas, son regenerados por los pulsos demodulados a través del decodificador.

La modulación y demodulación de la portadora de microondas son esenciales en el sistema de radioenlace PCM. Los pulsos binarios antes de la modulación y después de la demodulación son llamadas pulsos banda base.

LLAVEO POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD (ASK)

Considere una secuencia de pulsos binarios, como se muestra en la fig. 18. Los 1's hacen que la portadora este presente y los 0's la hacen ausente.

Es evidente que el espectro de la señal ASK dependera de la secuencia binaria particular a ser transmitida. La amplitud de la señal ASK es simplemente

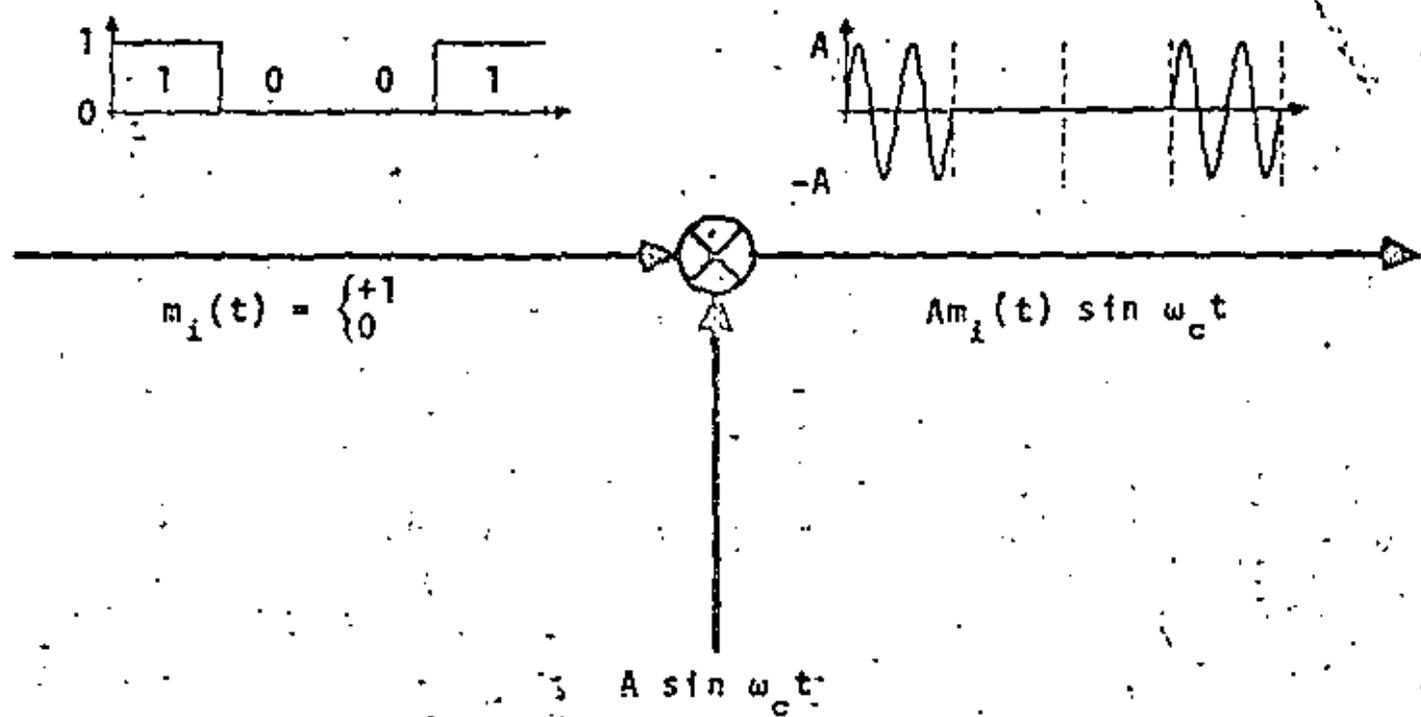


FIGURA N° 18
 MODULACION ASK

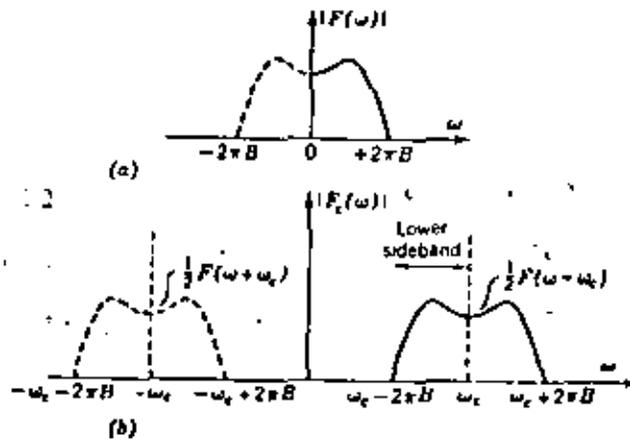


FIGURA N° 19

ESPECTRO DE AMPLITUD:

- a) Espectro de la señal moduladora.
- b) Espectro de la señal modulada.

Un uno corresponde a la frecuencia x_1 , un cero a la frecuencia x_2 . En algunos sistemas, particularmente sobre líneas telefónicas x_1 y x_2 a $\frac{1}{T}$, pero en general x_1 y $x_2 \gg \frac{1}{T}$. Una representación alternativa de la onda de FSK consiste de hacer $x_1 = x_c - \Delta x$, $x_2 = x_c + \Delta x$. Las dos frecuencias difieren entonces por $2\Delta x$ hertz. Entonces

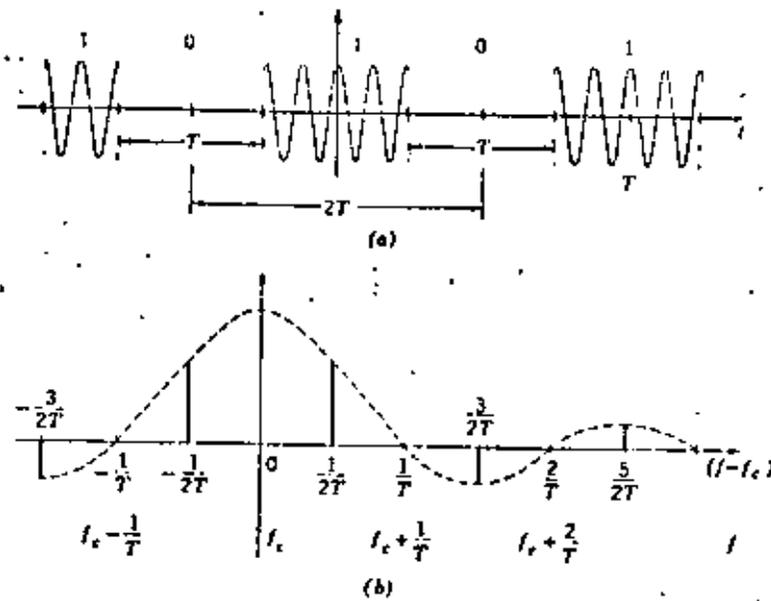
$$x_c(t) = A \cos(\omega_c \pm \Delta\omega) t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (4)$$

entonces la frecuencia se desvía $\pm\Delta x$ respecto a x_c . Δx es comunmente la desviación de frecuencia. El espectro de frecuencia para FSK es, en general, difícil de obtener. Debemos de observar que esto es una característica general de señales de FM.

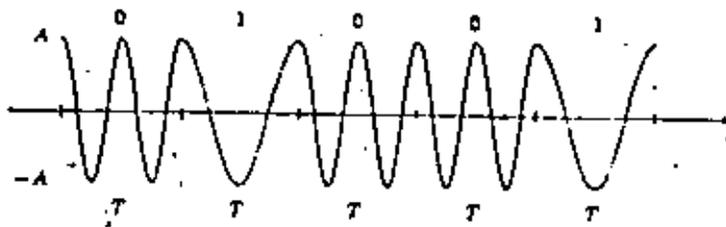
Consideremos que el mensaje binario consiste de una secuencia alternativa de 1's y 0's. Si las dos frecuencias son múltiples por el recíproco del período binario T ($x_1 = m/T$, $x_2 = n/T$, m y n [integrados]), y son sincronizadas en fase, como se considera en la ecuación (3), la onda FSK es la función periódica de la fig. 21. Note, sin embargo, que esto puede también ser visualizado como la superposición lineal de dos señales periódicas ASK tales como la de la fig. 20, una retrazada T segundos con respecto a la otra.

LLAVEO POR CORRIMIENTO DE FASE

En este caso, tenemos que la señal de llaveo por corrimiento



Espectro de una Señal Periódica OOK: a, Señal Periódica;
b) Espectro (frecuencias positivas únicamente).



Señal FSK

FIGURA N° 20

de fase esta dada por

$$x_c(t) = \pm \cos \omega_c t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (5)$$

Si una forma rectangular es asumida. Aquí un 1 en el flujo binario de banda base corresponde a polaridad positiva, y un 0 a polaridad negativa. La señal PSK corresponde esencialmente a un flujo binario sin retorno a cero, como se muestra en la Fig. 22.

Las señales ASK, FSK y PSK pueden producirse por medio de moduladores digitales. Sin embargo, dichos moduladores pueden ser implementados más simplemente alimentando la entrada de datos directamente a un conmutador el cual puede seleccionar la forma de onda de la señal apropiada de una de las dos fuentes de la señal, para así, construir la señal modulada. Moduladores de este tipo son mostrados esquemáticamente en la fig. 23. El modulador ASK representada en la fig. 23a simplemente conmuta una portadora en encendido o apagado. El modulador FSK en la fig. 23b conmuta entre dos señales de diferentes frecuencias. El conmutador de PSK, como se muestra en la fig. 23c, introduce un retraso de duración de medio longitud de onda a la señal del oscilador para que así se produzca un cambio de fase de π en la señal modulada.

DEMODULACION

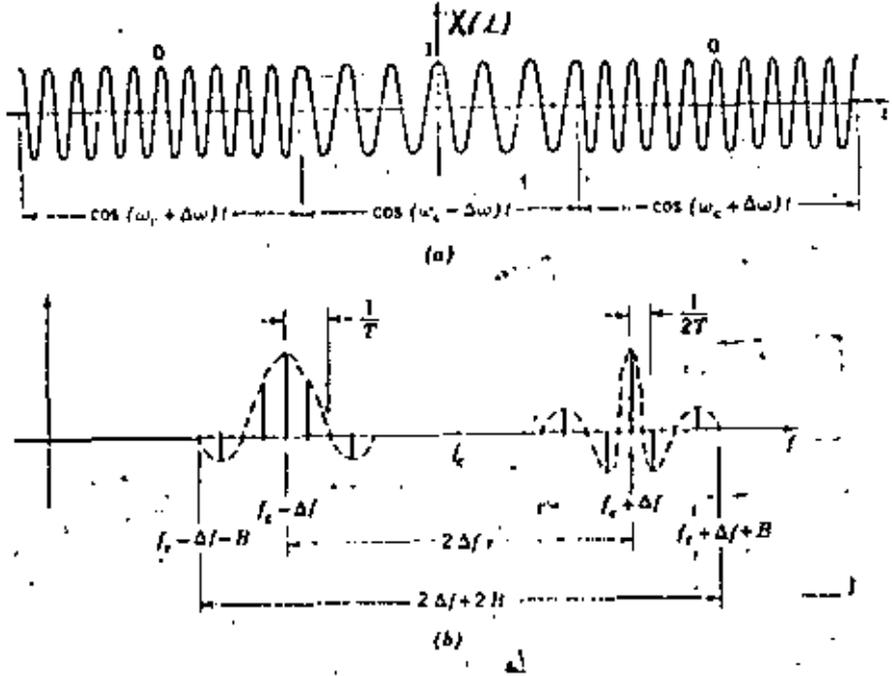


FIGURA N° 21
 Espectro de una Señal Periódica FSK; a) Señal Periódica FSK;
 b) Espectros (frecuencias positivas únicamente).

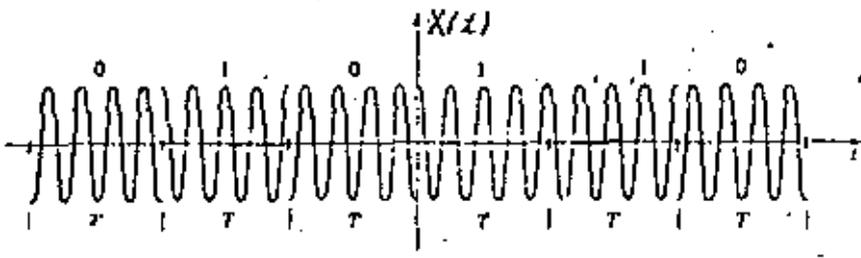


FIGURA N° 22
 Señal PSK

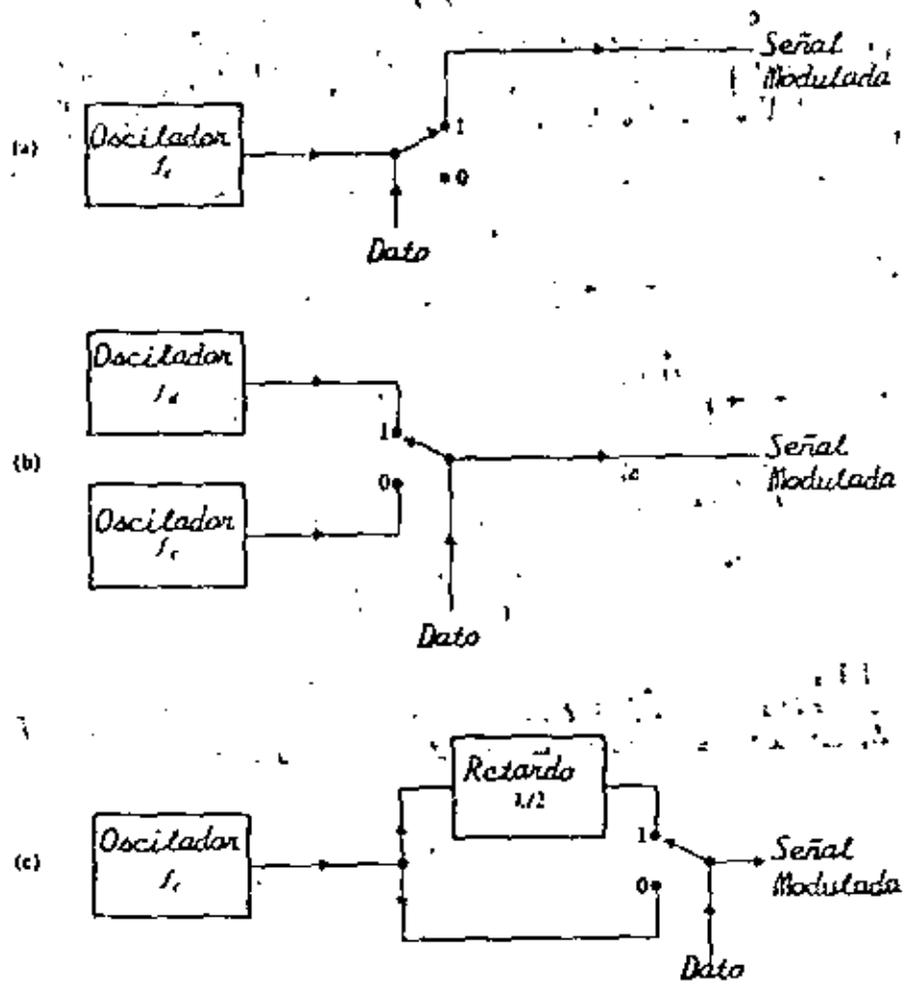


FIGURA Nº 23
 DIAGRAMA EN BLOQUES DE MODULADORES: a) ASK ; b) FSK ; c) PSK .

Cuando la señal modulada es recibida; debe ser demodulada para así recobrar la señal original de dos niveles. Ya que una señal de PSK es tanto $+\cos \omega_c t$ como $-\cos \omega_c t$ en cualquier intervalo, su demodulación puede lograrse al detectar el signo en cada intervalo del tiempo. Esto es enteramente equivalente a detectar su fase. Un demodulador de señales PSK es mostrado esquemáticamente en la figura 24a. Opera al multiplicar la señal de entrada por la señal $\cos \omega_c t$. La señal de referencia debe estar en fase con la portadora sin modular como sería recibida si se transmitiera al receptor. La salida del multiplicador es

$$\pm x(t) \cos^2 \omega_c t = \pm \frac{x(t)}{2} \{1 + \cos 2\omega_c t\} \quad (6)$$

donde el signo depende del signo de la señal modulada. Cuando esta señal de salida es filtrada por un filtro para bajas obtendremos $\pm x(t)$.

Observese que para ASK, $x(t)$ es 1 ó 0 y para PSK es ± 1 por lo que para ASK utilizamos el mismo diagrama. Este tipo de demodulación es llamada detección sincrónica o coherente, debido a que la frecuencia local debe ser igual a la frecuencia de la señal recibida.

Un tipo alternativo de demodulador para señales PSK es el demodulador coherente diferencial (fig. 24b). Este tipo de demodulador evita el uso de señal de referencia al comparar la señal, en cada intervalo de tiempo con esa del intervalo

de tiempo con esa del intervalo anterior. El diagrama de bloques del demodulador para señales FSK es mostrada en la fig. 24c. Este demodulador requiere dos señales de referencia como se muestra.

En cualquier intervalo de tiempo la señal de FSK es tanto $\cos \omega_d t$ como $\cos \omega_c t$, y un análisis similar al que se hizo para PSK muestra que la entrada al filtro paso-bajas es tanto

$$\begin{aligned}
 & x(t) \cos^2 \omega_d t = x(t) \cos \omega_d t \cos \omega_c t \\
 \delta & \\
 & x(t) \cos \omega_d t \cos \omega_c t - x(t) \cos^2 \omega_c t
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

de tal forma que a la salida del filtro tendremos solamente $f(t)$.

La otra forma común de detección, detección de envolvente, evita problemas de tiempo y de fase de la detección síncrona. Aquí la señal de entrada de alta frecuencia pasa a través de un dispositivo no lineal y un filtro para bajas (fig. 25). Sin embargo existe una desventaja. La señal PSK tiene una envolvente constante (fig. 22), tal que no puede usarse un detector de envolvente. Así que el sistema PSK requiere detección síncrona.

Para concluir la discusión de señalización binaria, mostramos en la fig. 26 un diagrama completo de un sistema PCM.

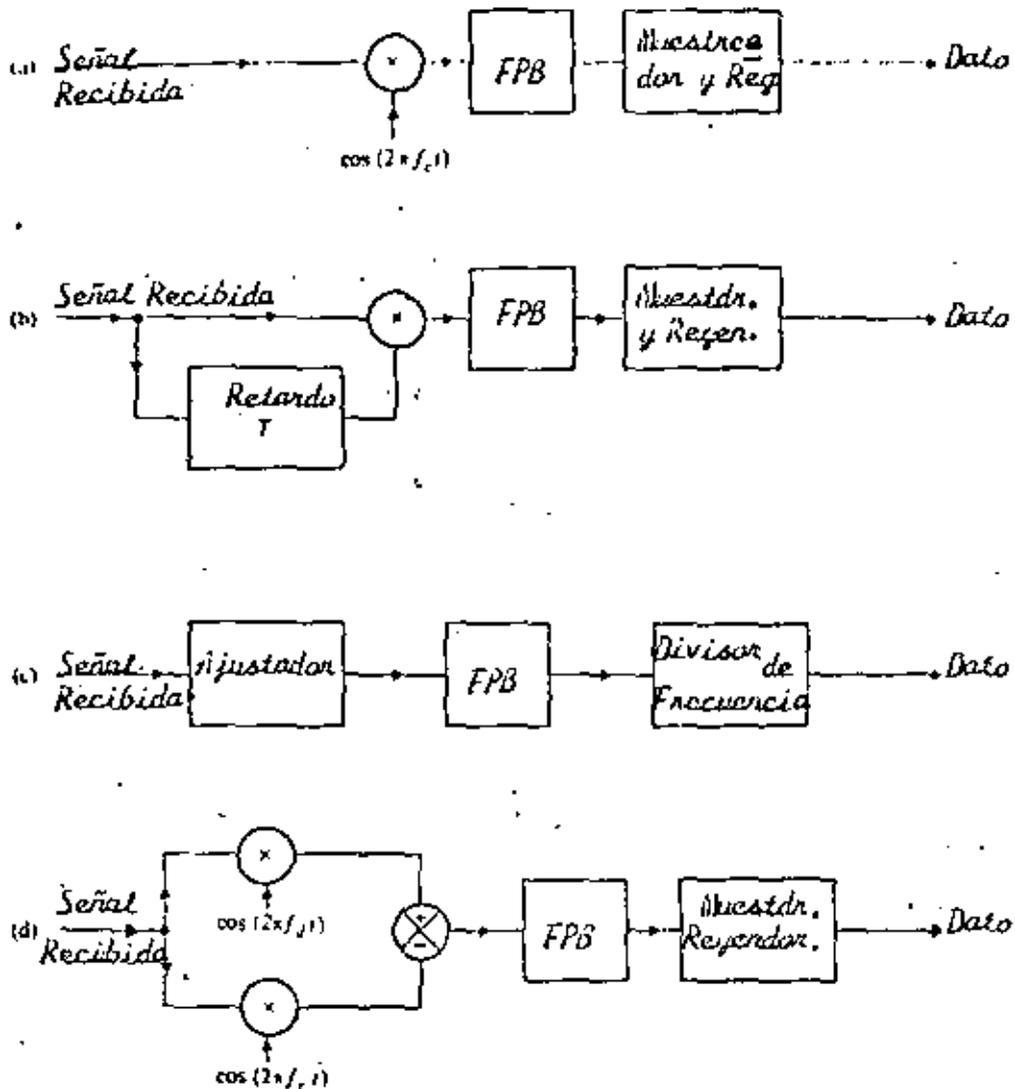


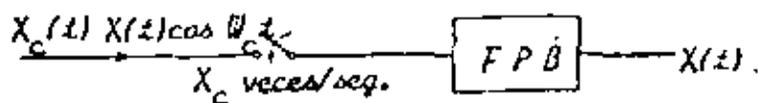
FIGURA N° 24
 DIAGRAMA EN BLOQUES DE LOS MODULADORES: a) PSK coherente; b) Llaveo por conmutación de fase diferencially coherente; c) Extracción diferencial; d) FSK.

Este incluye la circuitería A/D, el modulador, el cual produce las señales binarias de alta frecuencia, en el receptor, el demodulador, el cual incluye un detector síncrono ó de envolvente, un decodificador binario, un conmutador, ó circuito de conmutación para ordenar las señales multiplicadas en el tiempo, y finalmente un filtro paso bajas, a la salida de cada canal; para proveer las señales de salida finales.

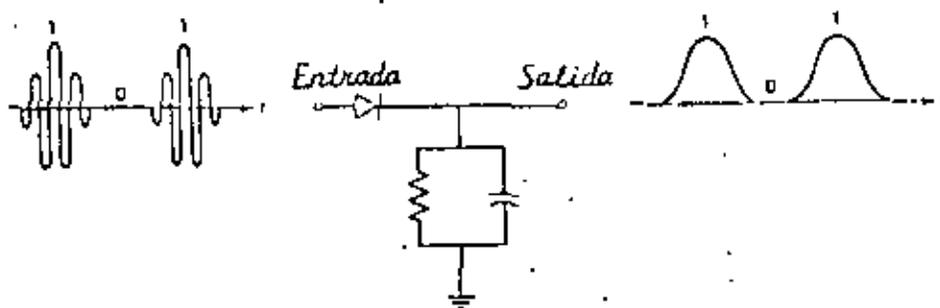
TECNICAS DE MODULACION PARA COMUNICACIONES DIGITALES: SEÑALIZACION MULTISIMBOLA.

En las secciones anteriores hemos puesto nuestra atención en las formas más simples de sistemas de portadora digitales, esas que involucran modulación binaria en amplitud, fase o frecuencia. En los sistemas PCM vimos que los requerimientos de ancho de banda estaban ligadas con la relación de Nyquist. Se vió que si un conjunto de $M = 2^n$ símbolos, es usado, con n el número de dígitos binarios sucesivos combinados para formar el símbolo apropiado para ser transmitido, $2n$ bits/s/Hz pueden ser transmitidos utilizando la banda de Nyquist.

En esta parte, discutiremos específicamente esquemas de señalización de multifase, multiamplitud y multifase/multi amplitud combinadas como ejemplos de sistemas multisímbolos. Estos sistemas no son otra cosa más que una combinación sucesiva de pulsos binarios para formar un pulso más largo que requiere un ancho de banda menor, como primer ejemplo de un



Detector Síncrono



Detector de Envolverte

FIGURA N° 25

esquema multisímbolo, considere un sistema en el cual dos pulsos sucesivos binarios son combinados y el conjunto resultante de cuatro pares binarios, 00, 01, 10, 11, es usado para generar una onda senoidal de alta frecuencia de cuatro posibles fases, una por cada par binario. Esto es una extensión obvia para transmisión PSK binaria de cuatro fases. La i -ésima señal, de las cuatro posibles, puede escribirse

$$S_i(t) = \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (8)$$

$$i = 1, 2, 3, 4 \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

con forma rectangular considerada hasta este punto por simplicidad. Así, esto extiende la representación binaria de la ecuación (5).

Los posibles elecciones para los cuatro ángulos de fase son

$$\theta_i = 0, \pm \frac{\pi}{2}, \pi \quad (9)$$

$$\theta_i = \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{\pi}{4} \quad (10)$$

En ambos casos las fases son espaciadas $\pi/2$ radianes.

Las señales de este tipo son llamadas PSK cuaternario (QPSK). Estas señales son un caso especial de multi-PSK (MPSK). Las señales PSK son algunas veces clasificadas también como BPSK.

En general, como ya se dijo, n pulsos binarios sucesivos son acumulados y uno de los $M = 2^n$ símbolos es retirado. Si la razón binaria es R bits/s, cada intervalo de pulso binario es $\frac{1}{R}$ segundos.

El símbolo correspondiente de salida es entonces $T = \frac{n}{R}$ segundos. Las señales de la ecuación (8) pueden ser representadas, por expansión trigonométrica, en la forma siguiente:

$$s_i(t) = a_i \cos \omega_c t + b_i \sin \omega_c t; \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (11)$$

para el caso de la ecuación (9), en que los pares (a_i, b_i) sean dados, correspondiendo respectivamente a los ángulos

$$\theta_i = 0, -\frac{\pi}{2}, \pi, \text{ y } \frac{\pi}{2}, \text{ por}$$

$$(a_i, b_i) = (1,0), (0,1), (-1,0), (0,-1) \quad (12)$$

El correspondiente conjunto de (a_i, b_i) para (10), están dados por

$$(\sqrt{2} \cdot a_i, \sqrt{2} \cdot b_i) = (1,1), (-1,1), (-1,-1), (1,-1) \quad (13)$$

Transmisión de este tipo es frecuentemente llamada transmisión de cuadratura, con dos portadoras en cuadratura de fase una a otra ($\cos \omega_c t$ y $\sin \omega_c t$) transmitidas simultáneamente sobre el mismo canal.

Es útil representar las señales de (11) en un diagrama de dos dimensiones al localizar los diferentes puntos (a_i, b_i) . El eje horizontal correspondiente a la localización de a_i es llamado componente en fase y el vertical, en el cual b_i es localizada se llama componente en cuadratura. Las cuatro señales de (12) se muestran en la fig. 27a., las de la ec. (13) se ilustran en la fig. 27b.

La representación en fase (coseno) y en cuadratura (seno) de las señales QPSK $s_i(t)$ sugiere un posible camino de generar estas señales. Dos pulsos de entrada binarios sucesivos son acumulados y el par de números (a_i, b_i) , tomados cada $T = \frac{2}{R}$ segundos, es utilizado para modular dos términos de portadora en cuadratura, $\cos \omega_c t$ y $\sin \omega_c t$, respectivamente, donde uno de los números es cero, esa portadora está de seguro imposibilitada. Un modulador de este tipo es mostrado en la fig. 28a. Un ejemplo, usando los pares (a_i, b_i) de (12), se muestra en la fig. 28b.

Es evidente que la demodulación es llevada a cabo al usar dos detectores síncronos en paralelo, uno en cuadratura con el otro. Una comparación de las dos salidas del detector determina entonces el particular p o r binario transmitido. Un diagrama de bloques de tal demodulador aparece en la fig. 29.

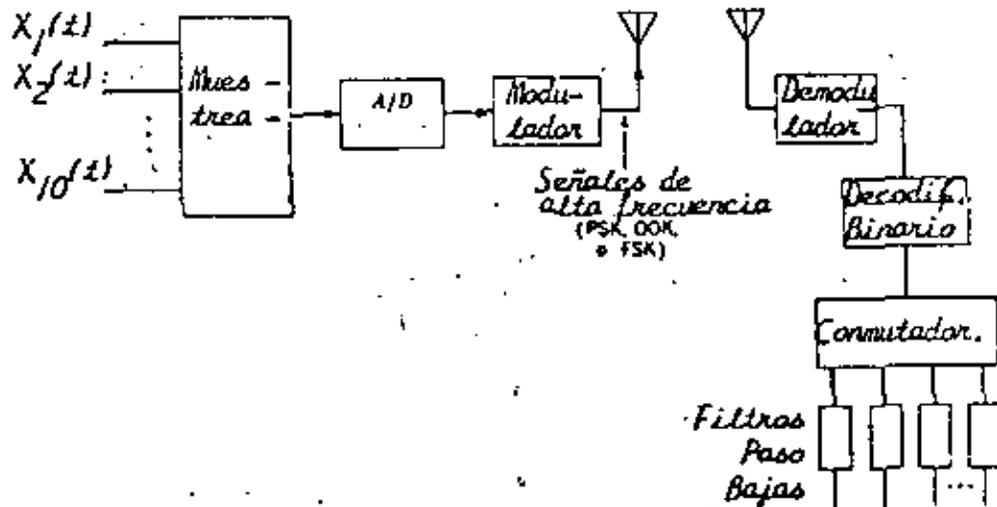


FIGURA N° 26
Sistema PCM Completo

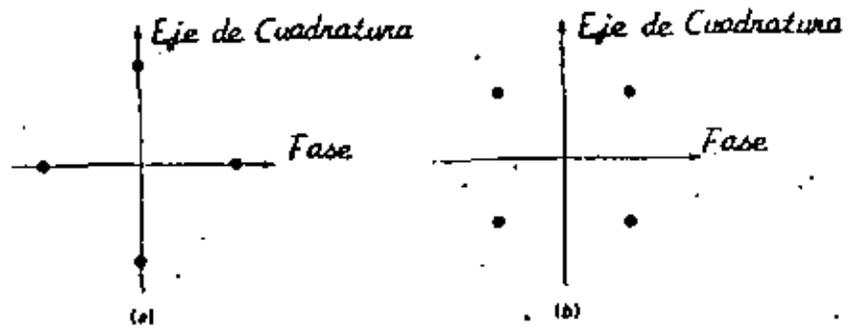


FIGURA N° 27
Constelación de Señales QPSK

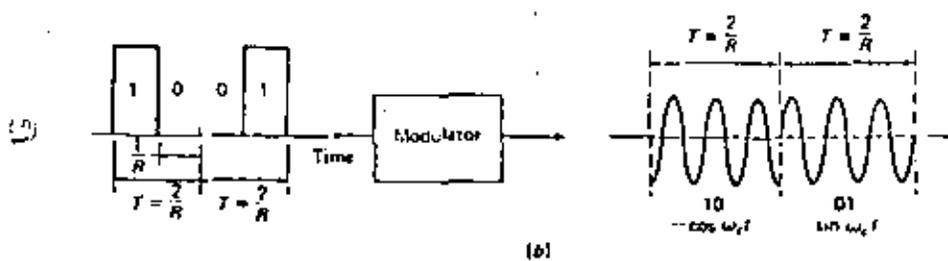
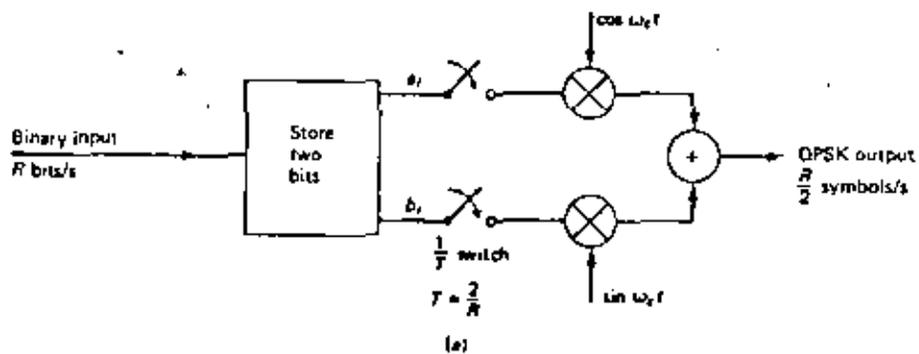


FIGURA N° 28

Más tipos generales de esquemas de señales de múltiple nivel pueden ser generadas dejando que a_i y b_i en (11) tomen múltiples valores.

Las señales resultantes son llamadas señales de modulación en amplitud en Cuadratura. Estas señales pueden interpretarse como que tienen modulación en amplitud de múltiple nivel aplicada independientemente en cada una de las dos portadoras de cuadratura. El demodulador de la fig. 29 con un detector síncrono, puede entonces usarse para recobrar la información digital deseada.

SISTEMAS 8-PSK

La técnica de modulación 8-PSK puede ser vista como una extensión del sistema QPSK. En el diagrama de bloques del modulador clásico 8-PSK mostrado en la fig. 30., la tasa de datos f_b es dividida en tres flujos paralelos binarios, cada uno teniendo una tasa de transmisión de $f_b/3$. El convertidor de 2 niveles a cuatro produce uno de los cuatro posibles niveles de una señal polar de banda base en a y b . Si el símbolo binario A es un lógico (cero), entonces el nivel de salida a tiene uno de los dos posibles estados (positivo ó negativo). El estado lógico del bit C determina si el nivel más largo ó mas pequeño de la señal debe estar presente en a ó en b . Cuando $C = 1$, entonces la amplitud de a es mayor que la de b ; si $C = 0$ entonces el proceso inverso es verdadero. Las señales de banda base polares de 4 nive

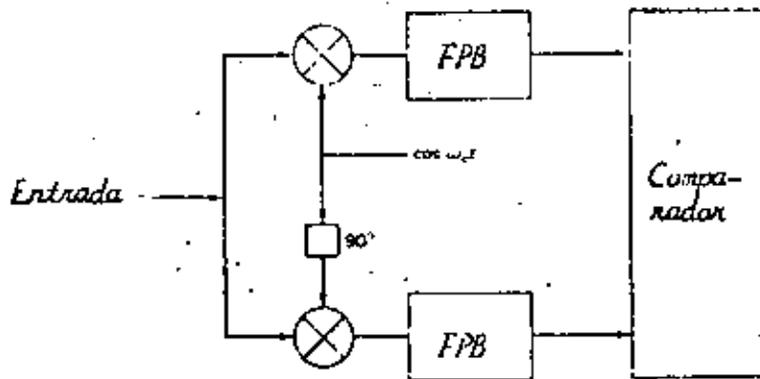


FIGURA N° 29
Una Posible Implementación de un Demodulador QPSK.

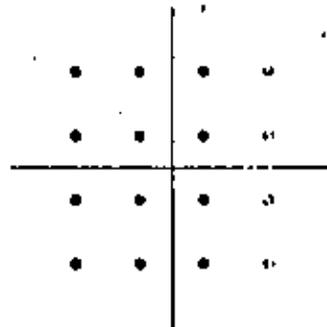


FIGURA N° 33
Constelación QAM (4 niveles, 16 símbolos).

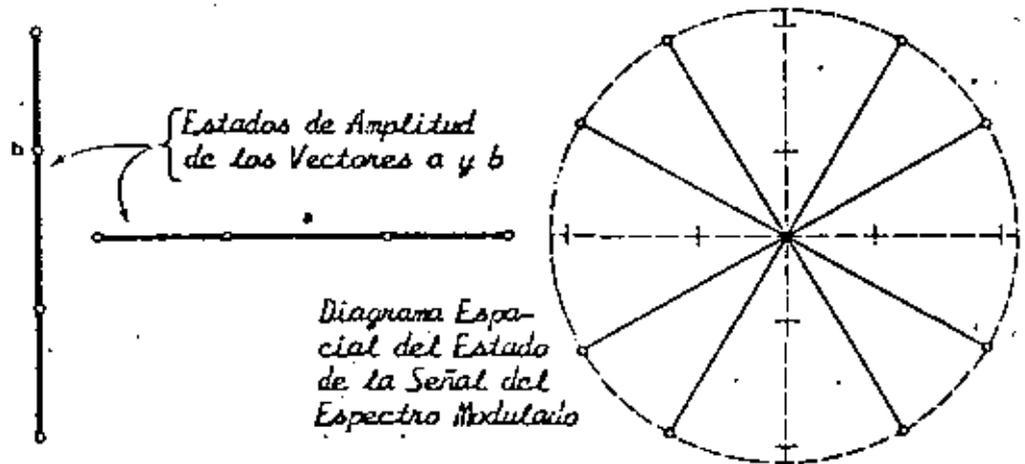
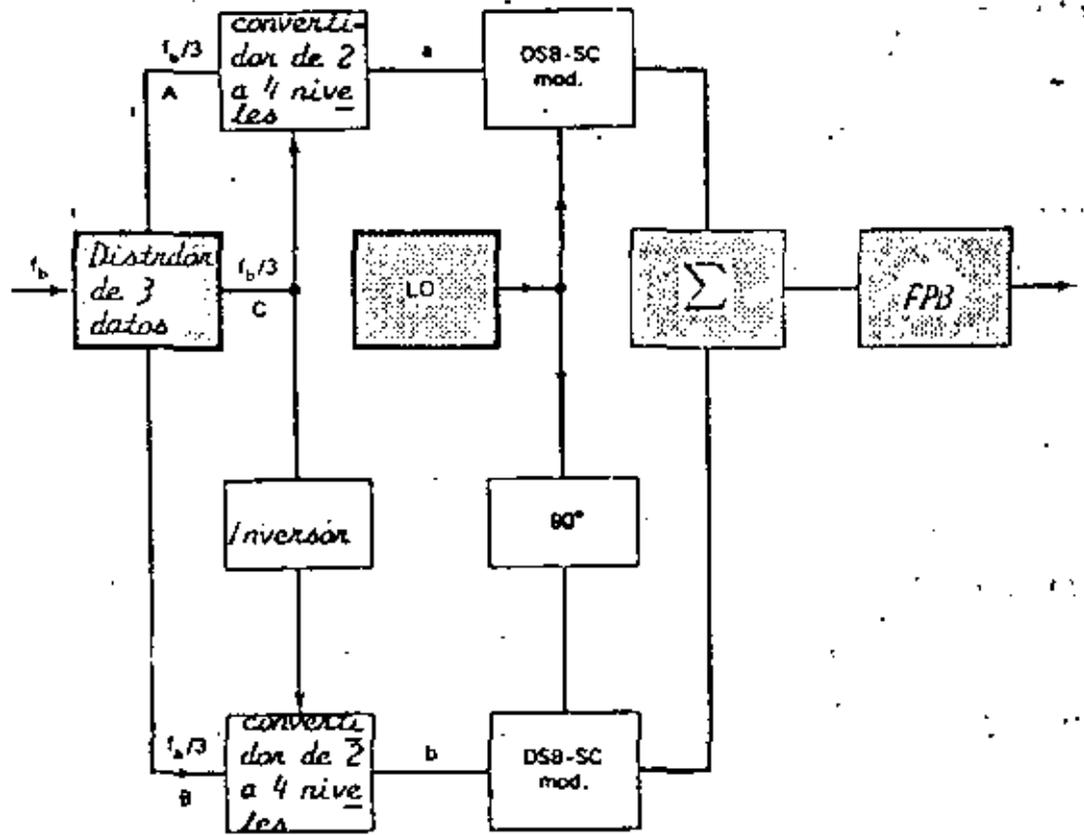


FIGURA N° 30
Modulador PSK Clásico de 8 Fases y Diagramas de Estados de Amplitud.

les en a y b son utilizadas para modular en amplitud (doble banda lateral con portadora suprimida) las dos portadoras en cuadratura.

Una moderna aproximación en el diseño de un modulador 8-PSK para alta velocidad ($90 M_b/s$), usando solamente dispositivos digitales ha sido discutido en referencias. El principio de operación de tal modulador es ilustrado en la fig. 31. La tasa de información binaria de banda base es convertida de serie a paralelo en la unidad distribuidora de datos. Estos flujos paralelos de datos de tasa $f_b/3$, conmutan en encendido o apagado las compuertas lógicas del multicanalizador conmutativo IF de alta velocidad. Dependiendo de los estados lógicos de banda base, uno de los ocho vectores digitales IF es conectado a la salida digital IF.

Esta portadora digital defasada en fase 8-PSK es filtrada por medio de un filtro paso banda convencional; así, una señal 8-PSK limitada en banda es obtenida. La fig. 32 muestra la digitalmente implementada, $90 M_b/s$, 8-PSK tarjeta de circuitería impresa usada por Raytheon Data Systems, en sus sistemas de microondas de 6 y 11 GHz.

La constelación para una señal QAM de 11 estados aparece en la fig. 33. Note que esta señal puede considerarse como si se generara por dos señales moduladas en amplitud en cuadratura. Ya que cuatro niveles de amplitud son usados en cada una de las portadoras, la señal es algunas veces refe

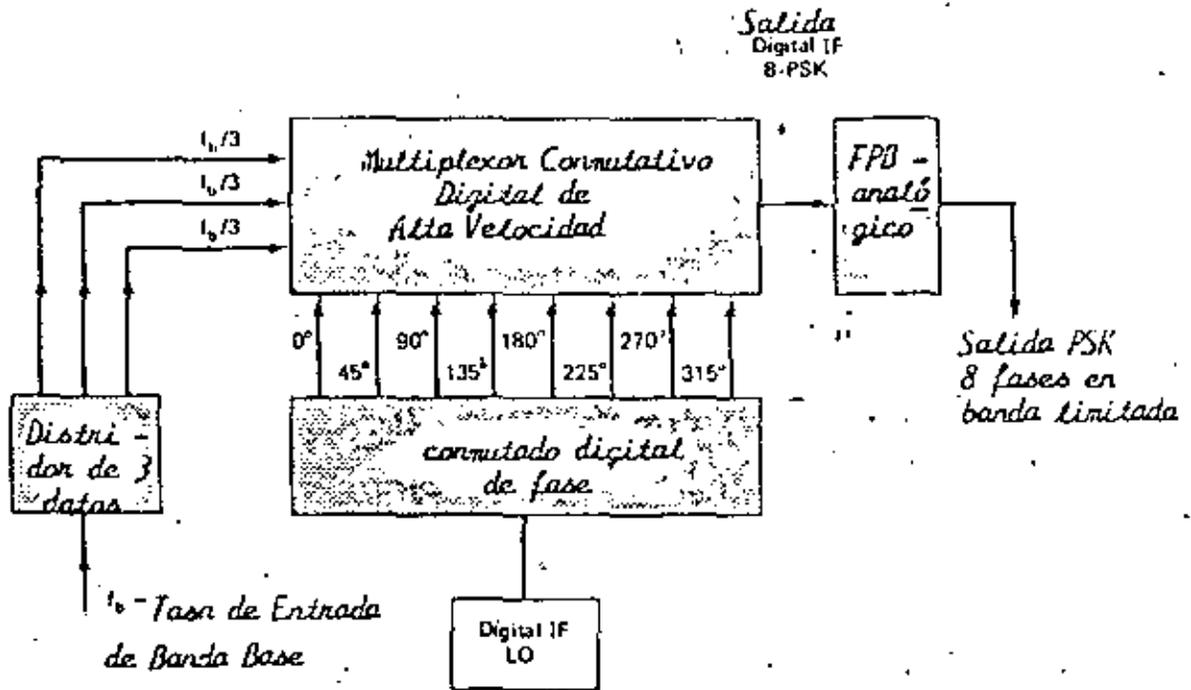


FIGURA N° 31
Modulador PSK de 8 Fases y Alta Velocidad.

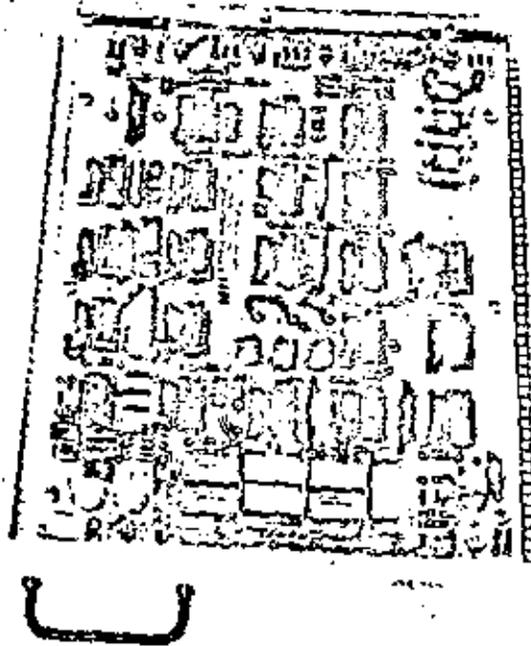


FIGURA N° 32
TARJETA DE CIRCUITO IMPRESO DE
UN MODULADOR 8-PSK, 90 Mb/s.

rida como una señal QAM de cuatro niveles. Todos los puntos en la constelación son igualmente espaciados.

MODEMS

Los modems han sido ampliamente adoptados para la transmisión de datos digitales sobre varios medios de transmisión. El ejemplo de un modem PSK de cuatro fases para transmisión digital sobre un canal de 38 KHz en el sistema de satélite SPADE es clásico para mostrar la aplicación de los modems. Un diagrama de bloques simplificado de una combinación transmisor-receptor QAM se ilustra en la fig. 34.

Para una tasa de transmisión de alta velocidad sobre la línea telefónica, señalización de niveles múltiples debe de usarse.

Ejemplos de tres constelaciones y sus correspondientes espectros de transmisión, usados en modems de 2400, 4800 y 9600 bits/s respectivamente, aparecen en la fig. 35. Los espectros de amplitud mostrados están en la escala de decibeles.

EFECTOS DE RUIDO

Señales de banda base

Un oscilograma típico del voltaje de ruido $n(t)$ se ilustra en la fig. 36. Aunque el ruido es considerado aleatorio tal que no se pueden especificar por adelantado valores particular de voltaje como una función del tiempo, se puede sin em

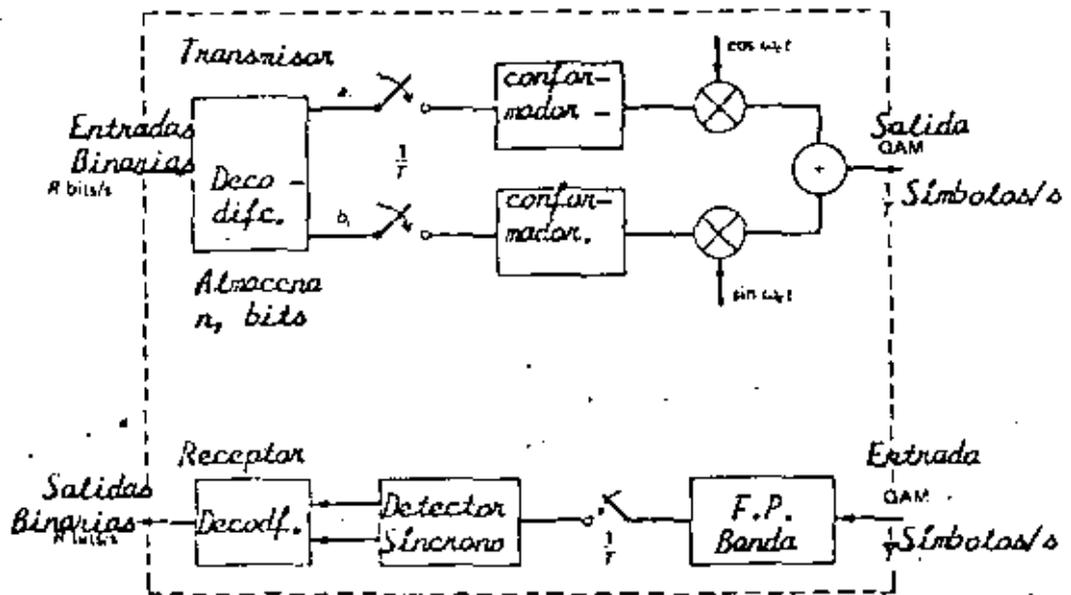


FIGURA N° 34

Diagrama Simplificado de un Modem QAM.

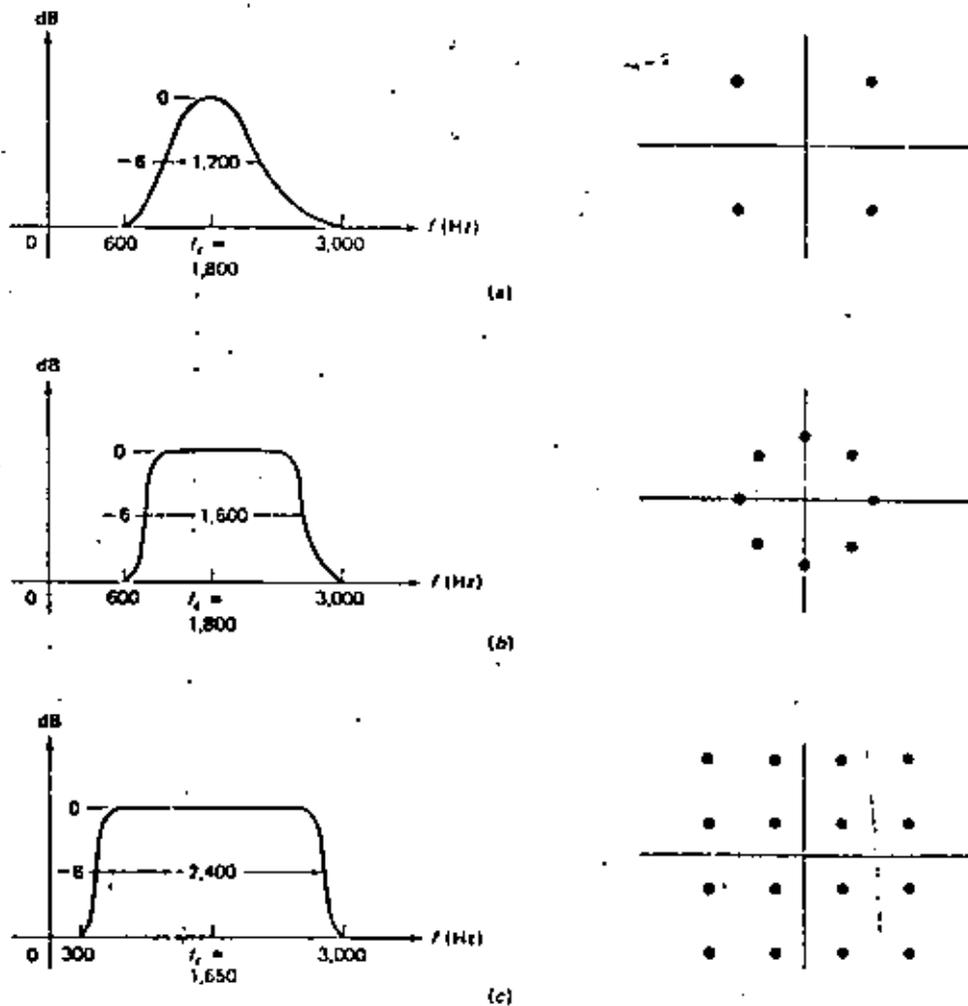


FIGURA N° 35

Espectro y Constelación para Modems de Alta Velocidad: a) 2400 bits/s, PSK de 1 fase, característica cosenooidal; b) 4800 bits/s, PSK de 8 fases, 50 % de factor de conformación; c) 9600 bits/s, QAM, 16 estados, 10 % de factor de conformación.

bargo, asumir que se conocen las características estadísticas del ruido. En particular se considera que el ruido tiene una función de probabilidad gaussiana, con $E(n) = 0$. Específicamente, si se muestrea el ruido en cualquier tiempo arbitrario t_1 , la probabilidad de que la muestra medida $n(t_1)$ caiga en el rango de n a $n+dn$ esta dada por $f(n) dn$, con

$$f(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \quad (1)$$

Este es el modelo estadístico más usada para ruido aditivo en comunicaciones, y es en la mayoría de aplicaciones, una representación válida para el ruido real presente.

Se considera que la varianza del ruido σ^2 es conocida (puede ser medida). La función se muestra en la fig. 37. En este capítulo, analizaremos la probabilidad de error al tomar un nivel de ruido en lugar de señal y viceversa.

Considere que en un sistema binario la amplitud de los pulsos es A volts. La secuencia compuesta de simbolos binarios más ruido es muestreado una vez cada intervalo binario y se hace una decisión si un 1 ó un 0 esta presente. Una simple forma particular de hacer la decisión es decidir un 1 si el voltaje compuesto es mayor que $A/2$ bolts, y 0 si la muestra es menor que $A/2$ volts.

Ocurriran errores si, con un pulso presente la muestra de

voltaje compuesto es menor que $A/2$, o, con un pulso ausente, si el ruido solo excede a $A/2$.

Un ejemplo de una posible secuencia de señal, indicando los dos posibles tipos de error, es mostrada en la fig. 38.

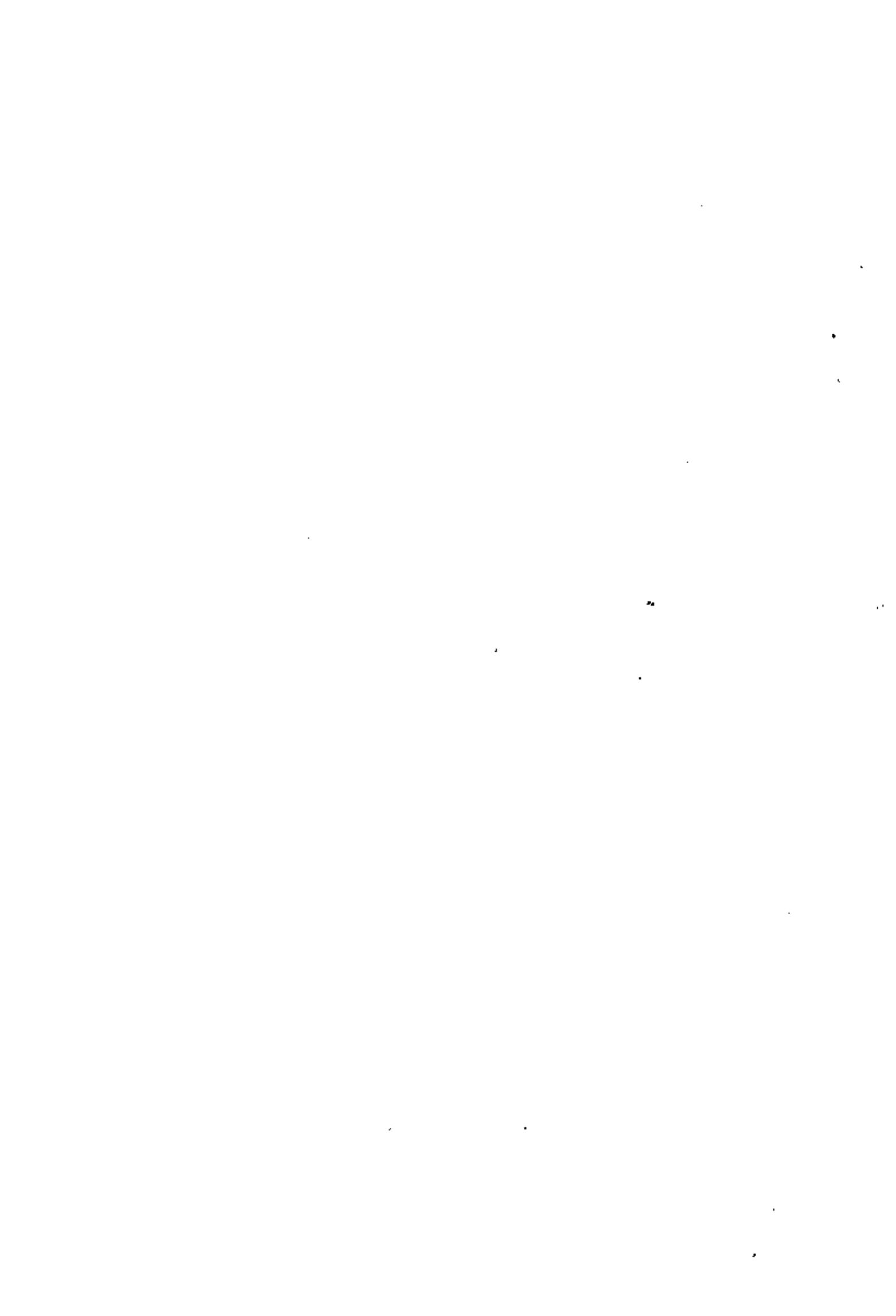
Para determinar la probabilidad de error cuantitativamente se consideran los dos posibles tipos de error separadamente. Considerese primero que un cero es enviado, tal que ningún pulso esta presente al tipo de decodificar. La probabilidad de error en este caso es justamente la probabilidad de que el ruido exceda la amplitud $A/2$ y sea equivocado por un pulso ó un 1 en el código binario. De la misma forma ya que $v(t) = n(t)$ si un 0 esta presente, el valor muestreado v es una variable aleatoria con la misma característica estadística del ruido. La probabilidad de error es entonces la probabilidad de que v apareciera entre $A/2$ e ∞ . Así la función de densidad para v , asumiendo un cero presente, es justamente

$$f_0(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-v^2/2\sigma^2} \quad (2)$$

el índice 0 denota la presencia de un 0 y la probabilidad de error P_{e0} en este caso es el area bajo la curva $f_0(v)$ de $A/2$ a ∞ .

$$P_{e0} = \text{Prob} \left(v > \frac{A}{2} \right) = \int_{A/2}^{\infty} f_0(v) dv \quad (3)$$

la función de densidad $f_0(v)$ se muestra en la fig. 39, con



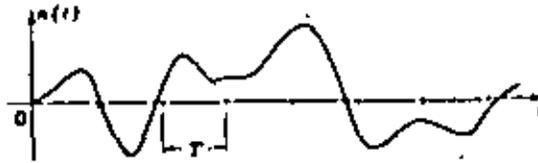


FIGURA N° 36
Típico Oscilograma de Voltaje de Ruido

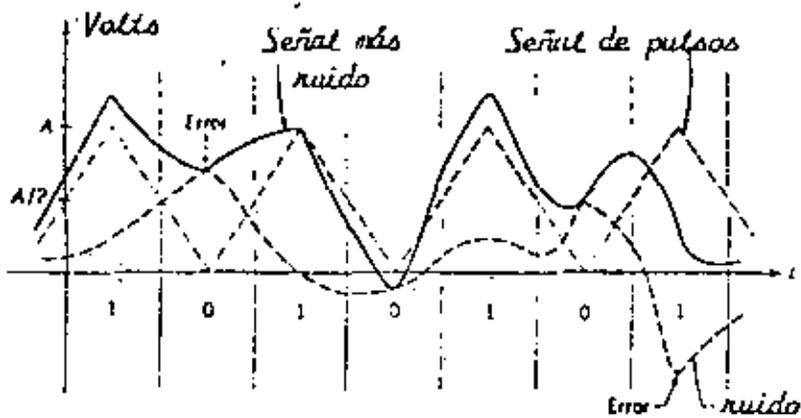


FIGURA N° 38
Efectos del Ruido en la Transmisión de
Pulsos Binarios

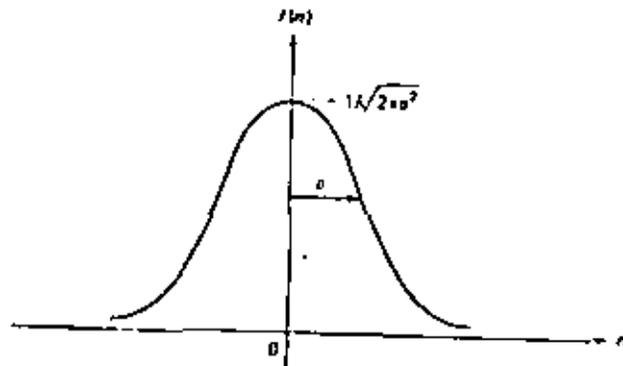


FIGURA N° 37
FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD
GAUSSIANA.

la probabilidad de error indicada por el área sombreada.

Considérese ahora que un 1 es transmitido. Este aparece en el decodificador como un pulso de amplitud A volts más el ruido superimpuesto. Una muestra $v(t)$ del voltaje compuesto tomado a un tiempo t es ahora una variable aleatoria $A+n(t)$. La cantidad fija A sirve para defasar el nivel del ruido de un promedio de cero volts, a un promedio de A volts. La variable aleatoria v tiene la misma estadística que n , fluctuando respecto a A , y de cualquier modo diferente de cero. Su función de densidad es la misma función gaussiana, con la misma varianza, pero con un valor promedio de A . Así, tenemos

$$f_1(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(v-A)^2/2\sigma^2} \quad (4)$$

Esta ecuación se muestra en la fig. 39b.

La probabilidad de error corresponde ahora a la posibilidad de que la muestra v de la señal más el ruido caiga abajo de $A/2$ volts y sea equivocada por ruido solamente (o sea juzgado, incorrectamente, un cero). Este es justamente el área bajo la curva de $f_1(v)$ desde $-\infty$ a $A/2$ y esta dada por

$$P_{e1} = \text{Prob} (v < \frac{A}{2}) = \int_{-\infty}^{A/2} f_1(v) dv \quad (5)$$

Esta probabilidad de error se indica por el área sombreada de la fig. 39b.

Es interesante preguntar como se definiría la probabilidad de error de todo el sistema. Nótese que los dos posibles tipos de error considerados pertenecen a eventos mutuamente exclusivos; el cero excluye al 1, correctamente o incorrectamente.

Por lo que las probabilidades pueden sumarse,

Sin embargo, en este caso, es evidente que P_{e0} y P_{e1} sean ambas probabilidades condicionales, en la primera se asume que esta presente un cero, en la segunda se considera un 1 presente.

Para remover esta condicionalidad se debe multiplicar cada una por su apropiada probabilidad de ocurrencia a priori. Así, considerando que la probabilidad de transmitir un cero es P_0 , mientras que la probabilidad de transmitir un 1 es P_1 , ambas conocidas tal que $P_0 + P_1 = 1$, se tiene que la probabilidad de error total es

$$P_e = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1} \quad (6)$$

Es evidente de la fig. 39 y de la simetría de las curvas gaussianas, que los dos probabilidades condicionales P_{e0} y P_{e1} son iguales en este ejemplo. Como $P_0 = P_1 = \frac{1}{2}$,

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right] \quad (7)$$

donde

$$\operatorname{erf} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$$

La función de error $\operatorname{erf} x$ definida en (1) esta tabulada en libros de estadística ó en varias tablas matemáticas. Con

los 1's y 0's considerados con la misma probabilidad de ocurrencia, en un largo mensaje, la ecuación (7) dá la probabilidad de error en la decodificación de cualquier dígito. Note que la probabilidad de error P_e depende únicamente de A/σ , la relación de la amplitud de la señal a la desviación estándar del ruido. Esta cantidad σ es comunmente referida como el ruido rms. La relación A/σ es entonces la relación señal a ruido rms. La probabilidad de error se muestra graficada contra A/σ en la fig. 40. Es evidente que $\sigma^2 = N$ (potencia)

DETECCION DE SEÑALES BINARIAS Y RUIDO

Si se recibe señal y ruido en el detector síncrono, tendremos que la entrada en el detector esta dada por

$$\begin{aligned} v(t) &= f(t) \cos \omega_0 t + n(t) \\ &= [f(t) + x(t)] \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (8)$$

Para PSK $f(t) = \pm A$, para ASK $f(t)$ es $+A$ ó 0 . En el caso FSK ω_c es ω_1 ó ω_2 y $f(t)$ es A si una señal esta presente en uno de los dos canales paralelos y 0 si esta ausente.

En general, la salida del detector esta dada por

$$V_0(t) = f(t) + x(t) \quad (9)$$

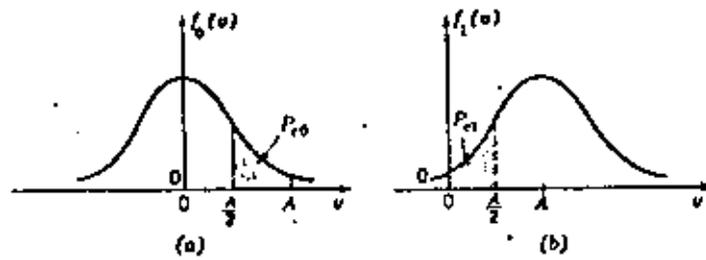


FIGURA N° 39

Densidad de Probabilidad en la Transmisión de Pulsos Binarios; a) Ruido únicamente (se ha transmitido un cero); b) Pulso más ruido (se ha transmitido un uno).

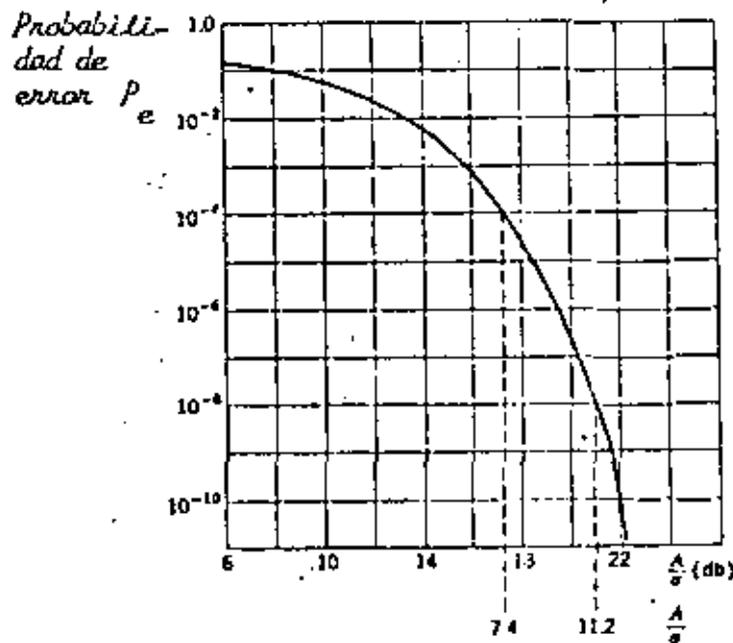


FIGURA N° 40

Probabilidad de Error por Ruido Gaussiano en la Detección Binaria.

Para ASK

$$v_o / \text{ASK} (t) = \begin{matrix} A \\ 0 \end{matrix} + x(t)$$

ya que la salida es idéntica y la discutida asincrónamente

$$P_e, \text{ASK} = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \frac{A}{2\sqrt{2} N} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2} N} \right] \quad (10)$$

Para PSK la salida del detector síncrono consiste de una señal polar $\pm A$ más ruido. Esto corresponde exactamente a la señal polar analizada anteriormente. Sin embargo, aquí se tiene que la señal es $\pm A$, en lugar de $\pm \frac{A}{2}$. Entonces la probabilidad de error es

$$P_e, \text{PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{\sqrt{2} N} \quad (11)$$

como se puede comparar (11) con (10) el sistema PSK requiere solamente la mitad de la amplitud de la señal que el sistema ASK.

En el caso del sistema FSK las salidas de los dos detectores son comparadas. En cualquier instante un detector tiene señal más ruido, el otro solo tiene ruido. Llamando la salida de ruido de un canal x_1 , y la del otro x_2 , se tiene al restar las salidas de los dos canales, la salida FSK dada por

$$v_o, \text{FSK} = \begin{matrix} +A \\ -A \end{matrix} + (x_1 - x_2)$$

La señal de salida es otra vez polar: $+A$ aparece si un 1 ha sido transmitido y $-A$ para un cero, la salida de ruido total es sin embargo $x_1 - x_2$. Si los ruidos en los dos canales son independientes, las varianzas se suman. Se ha, efectivamente, doblado el ruido al sustraer las dos salidas. Sin embargo, ya que la señal de salida es polar, la desviación de la señal efectiva, como en el caso PSK, es dos veces la de ASK. Así, para FSK

$$P_e \text{ FSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{N}} \quad (13)$$

Para una probabilidad de error específico, el sistema FSK requiere 3 dB más de potencia en la señal que el sistema PSK con la misma potencia de ruido, pero es 3 dB mejor que el sistema ASK.

La relación señal a ruido de salida de un filtro óptimo es: $\frac{A^2}{N} = \frac{2E}{n_0}$ para el caso de la detección de un pulso en ruido.

E representa la energía de la señal en el punto donde el ruido blanco gaussiano de densidad espectral $\frac{n_0}{2}$ es agregado.

La fig. 41 ilustra la probabilidad de error para sistemas FSK y PSK en función de la relación señal a ruido $\frac{A^2}{2N}$.

En la práctica de microondas se utilizan los sistemas M-PSK QAM, los cuales serán analizados a continuación en cuanto se refiere a la probabilidad de error.

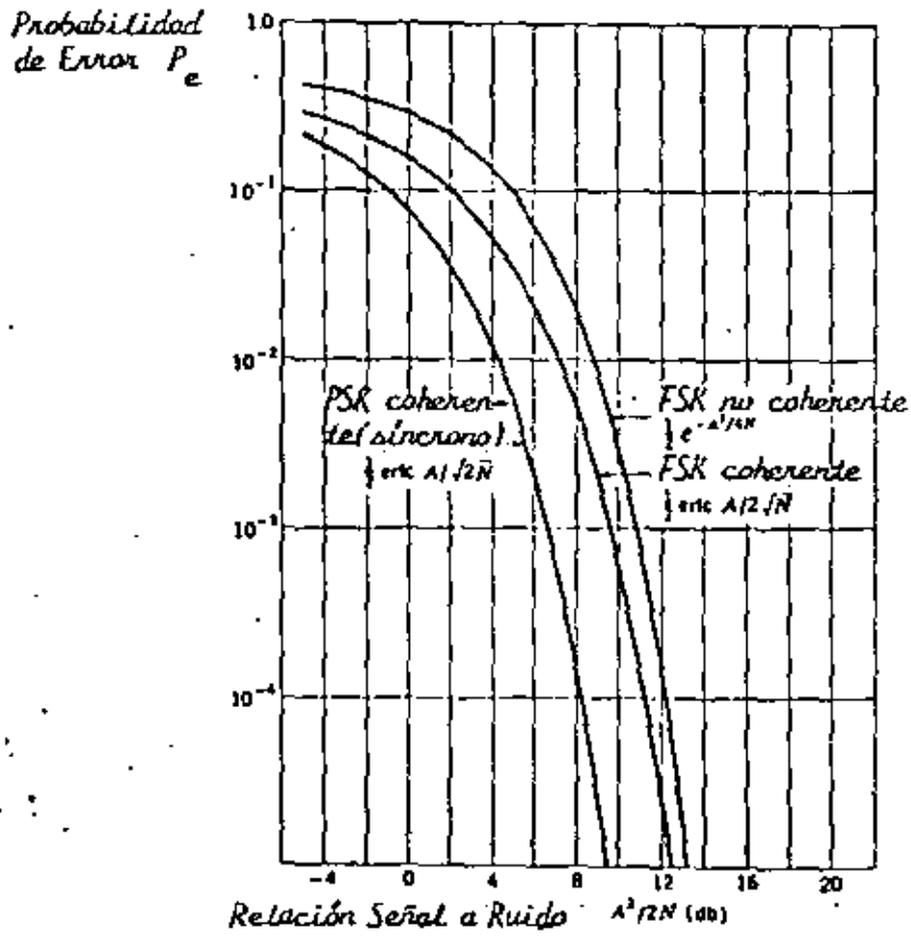


FIGURA N° 41
Transmisión Binaria.

La siguiente obtención de la probabilidad de error es ilustrada sobre un diagrama espacial en un sistema QPSK pero que también se aplica al caso binario, y en general, a sistemas M -ary, donde $M = 2, 3, 4, 6, 8, 16, \dots$, esto es, $M = 2^n$. En el diagrama espacial de la fig. 42 cada estado de fase de igual amplitud representa un símbolo; cada símbolo contiene $n=2$ bits de información. Considerese que el vector $\psi = 0^\circ$ a sido codificado en el transmisor para representar el estado lógico 00, mientras que los vectores de $90^\circ, 180^\circ$, y 270° representan los estados lógicos 01, 11, y 10, respectivamente. Consideraremos que cada vector transmitido tiene la misma probabilidad de error; esto es, los datos de entrada en el modulador han sido mezclados y tienen una distribución equiprobable de los estados binarios aleatorios cero y uno.

El diagrama espacial de la señal ilustra que el modem M -ary tiene una simetría circular. Por esta simetría, se puede asumir que en un medio ambiente libre de ruido el vector $\psi = 0^\circ$ que representa el estado 00 ha sido transmitido.

Es también considerado que un modelo de canal de Nyquist está disponible. Esto es, en el instante del muestreo no hay interferencia entre símbolos. El teóricamente demodulador de fase óptima detectará el estado de fase 00 correctamente si la portadora recibida más el vector de ruido, en el instante de muestreo, está dentro de la región $-\pi/M$ y π/M . Como un ejemplo ver el vector $v(t) = \bar{V}_{00}$. Si el vector está dentro la región $-\pi/M$ y π/M (región de error E_1) ó den

tro de la región π y $-\pi/M$ (región de error E_2), entonces el vector transmitido que tenga una fase $\phi \approx 0^\circ$ será erróneamente detectado. En el ejemplo de un vector recibido mostrado en la posición $r(t) = \bar{v}_{01}$, el demodulador decidirá que un vector 01 ha sido transmitido (en lugar de un 00), y así el fasor detectado será un error.

La portadora recibida y la onda de ruido, $v(t)$, de la señal M-ary PSK esta dada por

$$r(t) = A \cos(\omega_c t + \phi) + n_c(t) \cos(\omega_c t + \phi) + n_s(t) \sin(\omega_c t + \phi) \quad (14)$$

donde A es el valor pico de la portadora recibida, y $n_c(t)$ y $n_s(t)$ representan las componentes de ruido gaussiano instantáneas en fase y en cuadratura de fase. Sin pérdidas, puede asumirse que $\phi = 0$.

En la fig. 43 se representa el diagrama vectorial de la portadora y del ruido. Por las figuras (41) y (42) se concluye que un error ocurrirá si

$$|\alpha| > \frac{\pi}{M} \quad (15)$$

para derivar la probabilidad de error se tiene que definir, primero, la densidad de probabilidad de α . La función de distribución de probabilidad de α dentro de las regiones

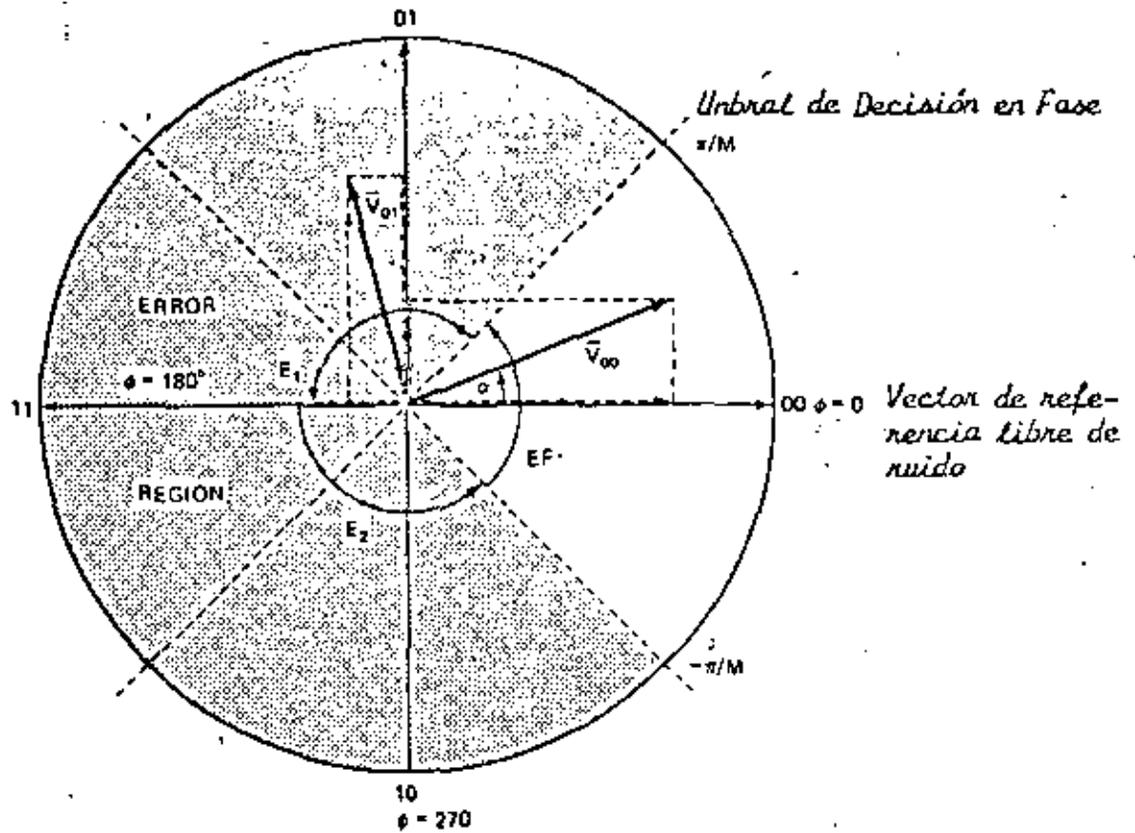


FIGURA N° 42
 Región de Error en Demoduladores Coherentes. M-ary, PSK.

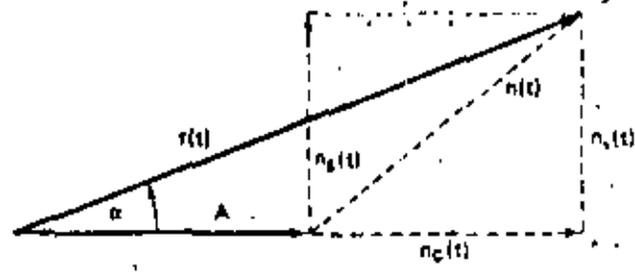


FIGURA N° 43
 Diagrama Vectorial de una Portadora Recibida y de una Señal de Ruido.

de error previamente establecidas E_1 , π/M a π y la región E_2 , π a $-\pi/M$ está representada por el área sombreada de la fig. 41 y es la probabilidad de error P_e del sistema. α esta dada por

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \quad (16)$$

La P_e del sistema M-ary PSK es

$$P_e = \int_{\pi/M}^{\pi} P(\alpha) d\alpha + \int_{-\pi}^{-\pi/M} P(\alpha) d\alpha \approx 2 \int_{\pi/M}^{\pi} P(\alpha) d\alpha \quad (17)$$

donde $P(\alpha)$ es la función de densidad de probabilidad de α . Esta función para un canal de ruido blanco gaussiano aditivo ha sido obtenida en referencias y esta dada por

$$P(\alpha) = \frac{1}{2\pi} e^{-t/n} \left[1 + \sqrt{4\pi \left(\frac{c}{n} \right)} \cos \alpha e^{(c/N) \cos^2 \alpha} Q \left[\sqrt{2 \left| \frac{c}{n} \right|} \cos \alpha \right] \right] \quad (18)$$

donde

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (19)$$

En la ecuación (18) el término C/N representa la relación de la potencia media de la portadora especificada en el ancho de banda bilateral de Nyquist el cual es igual al ancho de banda de tasa del símbolo. Como no existe ninguna ecuación de forma cerrada que satisfaga las ecuaciones (18) y

(19), es necesario usar métodos numéricos para evaluar la función $P(e)$. La $P(e)$ puede también ser evaluada por la ecuación simple

$$P(e) \approx e^{-C/N \operatorname{sen}^2 \pi/M} \quad (20)$$

Esta aproximación para relaciones C/N altas ($C/N > 15$ dB) tiene una precisión de 1 dB. Los valores calculados de la curva $P(e) = f(C/N)$, basados en las ecuaciones (17), (18) y (19) han sido graficados en la fig. 44.

En la mayoría de los sistemas prácticos el ancho de banda de ruido del receptor es mayor que el ancho de banda bilateral de Nyquist. Para proveer una comparación del sistema de ancho de banda mínimo teórico con el sistema práctico de más banda, la ecuación siguiente es frecuentemente usada:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N} \right)_{bw} \frac{BW}{f_b} \quad (21)$$

En esta ecuación

E_b = energía promedio de un bit = CT_b

f_b = tasa de bit transmitida

T_b = duración de bit unitario

C = Potencia promedio de la portadora

N_0 = Densidad espectral de potencia del ruido, esto es, potencia de ruido promedio en un ancho de banda de

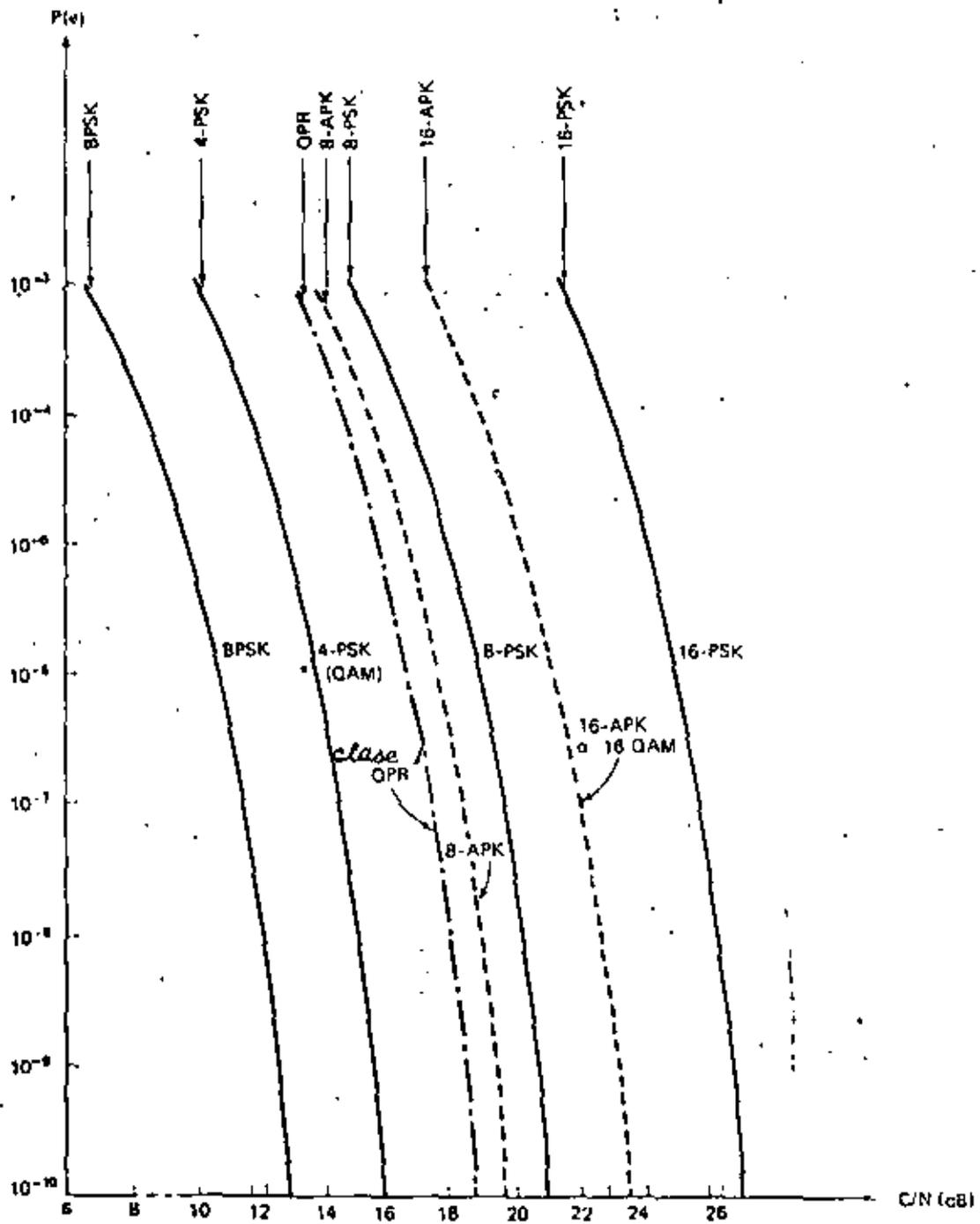


FIGURA N° 44

Representación de la Probabilidad de Error $P(e)$ de Sistemas Coherentes: Many PSK, QAM, OPR y Many APK. La C/N rms es especificada en el ancho de banda de Nyquist de doble banda lateral.

1 Hz.

BW = ancho de banda de ruido del receptor.

La probabilidad de error en los sistemas de microondas terres
tres esta especificada frecuentemente en términos de la rela
ción C/N, mientras que en sistemas de satélites es especi
ficada en términos de E_b/N_0 .

GANANCIA DEL SISTEMA

Definición

La ganancia del sistema es una medida útil del comportamiento del sistema ya que incorpora muchos parámetros de interés al diseñador de sistemas de microondas. En su forma más simple, aplicándola solamente al equipo, es la diferencia entre la potencia de salida del transmisor y la sensibilidad de umbral del receptor para una tasa de error de bit dada (BER) su valor debe ser mayor que ó al menos igual a la suma de las ganancias y pérdidas las cuales son externas al equipo. Matemáticamente, dicha ganancia es

$$G_s = P_t - C_{min} - FM + L_p + L_f + L_b - G_t - G_r \quad (1)$$

donde

- G_s = ganancia del sistema (dB)
- P_t = Potencia a la salida del transmisor (dbm)
- C_{min} = Nivel de portadora recibida (dBm) para un objetivo mínimo de calidad. El C_{min} en dBm es usualmente especificado para un $BER = 10^{-6}$. Este es llamado también el umbral receptor.
- L_p = pérdida por atenuación en el espacio libre entre radiadores isotrópicos.

$$L_p = 92.4 + 20 \log d + 20 \log f \quad (2)$$

donde:

d = longitud de la trayectoria, en km, y

f = frecuencia de la portadora (GHz)

L_f = Pérdida en alimentadores

L_B = Pérdida en derivadores, esta es, la pérdida total del filtro y circulador cuando los transmisores y receptores se acoplan a una sola línea. En un sistema desprotegido, la pérdida de derivadores es típicamente 2 dB.

G_t, G_R = Ganancia de las antenas

FM = Margen de desvanecimiento de un salto (dB) requerida para mantener los objetivos de rentabilidad.

REQUERIMIENTOS DE MARGEN DE DESVANECIMIENTOS.

Las ecuaciones de rentabilidad de Barnett-Vignart pueden ser resueltas explícitamente para determinar el máximo margen de desvanecimiento permisible para una disponibilidad anual del sistema especificado. La siguiente ecuación, indica la solución para un sistema desprotegido:

$$FM = 30 \log d + 10 \log (6 ABf)^2 - 15 \log (1-B) - 70 \quad (3)$$

donde

1-R = objetivo de rentabilidad (una dirección) para una ruta de 400 km.

A = factor de aspereza

= 4 para un terreno plano, incluyendo agua

= 1 para un terreno promedio con alguna aspereza

= 1/4 para montañas, terreno muy aspero

B = factor para convertir la peor probabilidad mensual a la probabilidad anual.

= 1/2 para grandes lagos ó áreas húmedas

= 1/4 para áreas internas (geográficamente) promedio

= 1/8 para montañas ó áreas muy secas.

Este margen de desvanecimiento es para disponibilidades sobre la base anual. Este podría usarse sobre la base del peor de los meses, poniendo B = 1.

Como ejemplo, mencionaremos que los objetivos de rentabilidad para Estados Unidos son de $\frac{0.0001d}{400}$ y para Canadá de $\frac{0.0002d}{400}$ para dos y una dirección respectivamente. En general los objetivos de rentabilidad en el peor mes y de acuerdo a los servicios, son de 0.0001 por salto y sin protección y de 0.000001 por salto y con protección. Substituyendo estos objetivos en la ecuación (3) se puede obtener el margen de desvanecimiento para un sistema desprotejido con un 99.99% de rentabilidad de servicio por salto (servicio cortado = $= 1-R = 0.01\% = 0.0001$, correspondiendo a $10 \log 0.0001 = -40$ dB), así, un margen de desvanecimiento de

$$FM = 30 \log d + 10 \log (6 Af) - 30 \text{ dB} \quad (4)$$

es requerido.

Substituyendo la ecuación (4) en (1) se obtiene la ganancia requerida del sistema

$$G_s = 50 \log d + 30 \log f + 10 \log (6 A) + 62.4 + L_f + L_B - G_T - G_R \quad (5)$$

Para poder ilustrar esta relación, la ganancia requerida del sistema es mostrada como una función de la longitud de la trayectoria en la fig. 1.

Se ha considerado que el requerimiento de rentabilidad es $1 - R \approx 0.01\%$ para un sistema de 7.4-GHz. Si el sistema opera en un terreno promedio con alguna aspereza, esto es, $A = 1$. Substituyendo estos valores en la ecuación (3), con $d = 50 \text{ km}$ y $B = 1$, se obtiene $FM = 37.5 \text{ dB}$. Usando la ecuación (5) y valores de tablas se obtienen los resultados de la fig. 1.

DISCUSION DE RESULTADOS

Para un sistema desprotejido, un aumento de 5 dB en la ganancia del sistema permite que un salto sea 25% mayor en longitud y todavía proveería la misma rentabilidad.

Esta conclusión puede ser usada para ahorrar costos. Por ejem

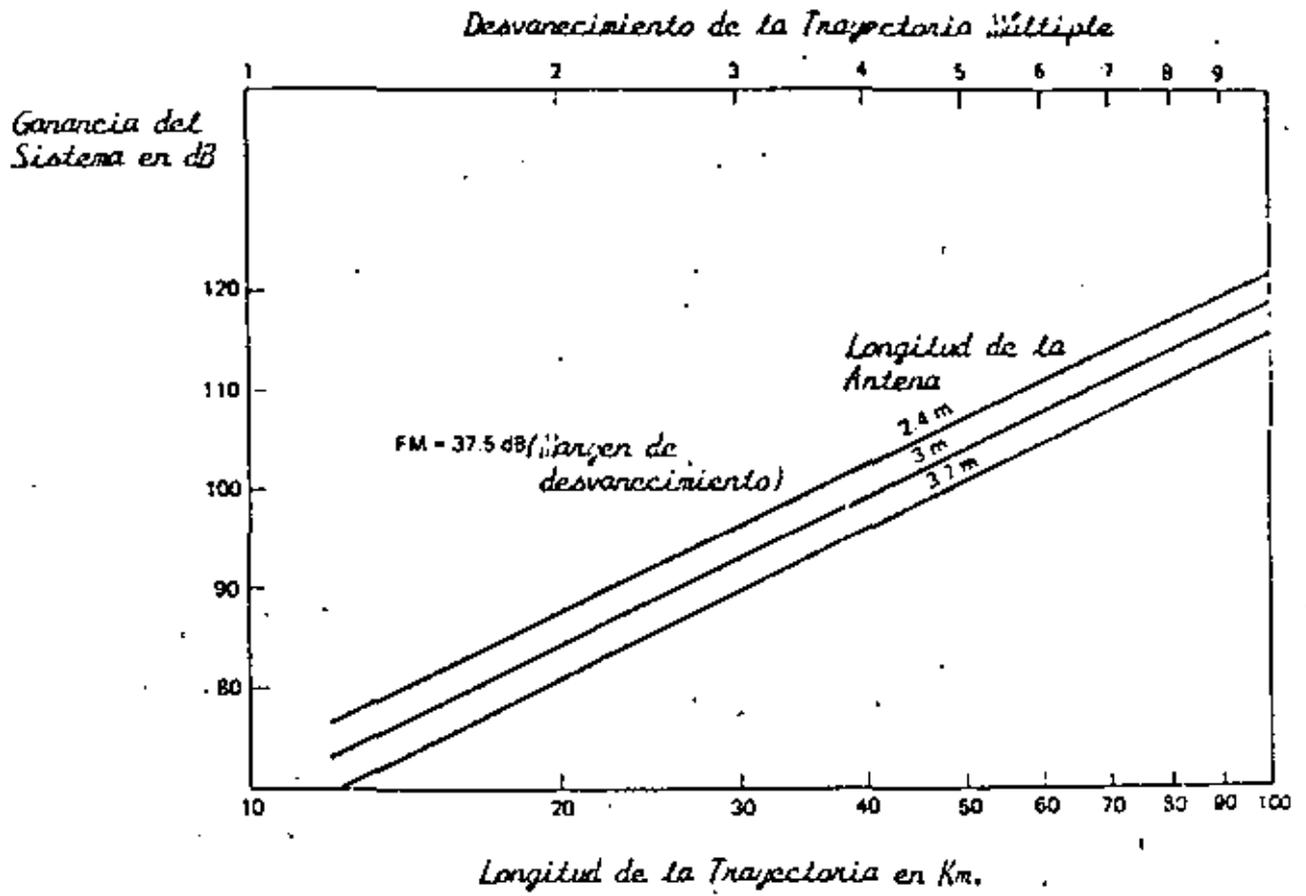


FIGURA N° 1

plo, considerese un sistema de 400 km teniendo 8 saltos de 50 km.

Un incremento de 5 dB en G_s significa que la misma rentabilidad puede obtenerse usando saltos de 62.5 km, lo cual translada, en la práctica, a siete saltos de longitud promedio de 57.1 km (62.5 km. máximo). Esto significa el ahorro de un sitio incluyendo torre, edificio, camino de acceso, etc.

DESVANECIMIENTO DE TRAYECTORIA MULTIPLE

De las ecuaciones (1) y (3) se ha visto que cuando la magnitud del desvanecimiento de trayectoria múltiple excede el margen de desvanecimiento (FM), existe una gran posibilidad de que el sistema falle.

Bajo este criterio, analizaremos a continuación el desvanecimiento por trayectoria múltiple.

GEOMETRIA DE DESVANECIMIENTOS DE TRAYECTORIA MULTIPLE

Como un medio de transmisión para radiación electromagnética la atmósfera no es homogénea. Variaciones en temperatura, presión, humedad, turbulencia, etc. causan variaciones en el índice de refracción. La fig. 2 ilustra un modelo simple de los rayos que son emitidos de una antena transmisora. Los dos rayos arribarán al receptor pero, por la difracción di

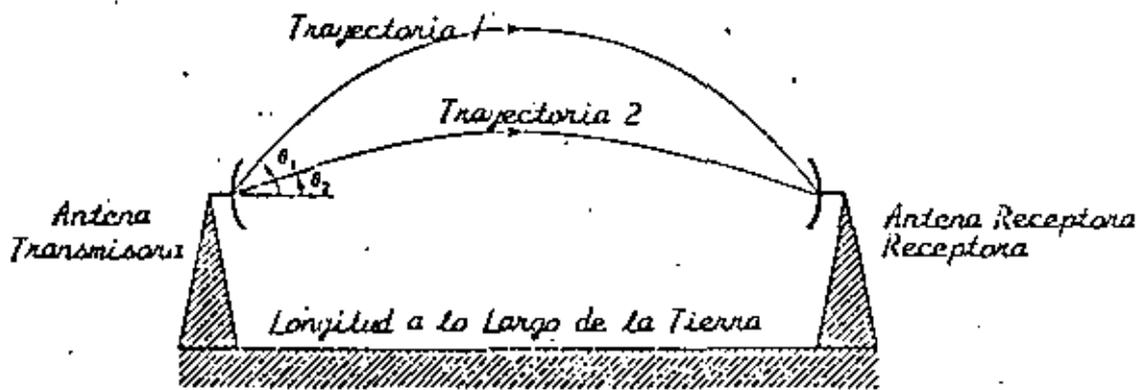


FIGURA N° 2
Refracción de una Sola Capa

ferencial, viajaran sobre diferentes trayectorias y estarán fuera de fase al llegar, en general, y se interferirán una con otra ya que la señal recibida es su suma vectorial.

La reducción de la señal recibida abajo de su valor del espacio libre, como un resultado de este fenómeno, es llamado desvanecimiento de trayectoria múltiple. Ya que los parámetros meteorológicos también cambian con el tiempo, el resultado observado es fluctuaciones de la señal recibida.

DURACION DE DESVANECIMIENTOS DE TRAYECTORIA MULTIPLE

La potencia de Radiofrecuencia recibida después de transmitirse nunca es absolutamente constante, aún al mediodía, cuando la atmósfera se estabiliza, existen variaciones. En experimentos de propagación, el valor normal de la señal recibida está determinado por el valor pico de un histograma de señal obtenido de al menos media hora durante el medio día.

Este, también llamado el valor del espacio libre de la señal recibida es determinado repetidamente al menos, una vez a la semana para identificar períodos durante los cuales las señales aumentadas o disminuidas han resultado de la atmósfera relativamente estática.

Durante el desvanecimiento, la potencia de la señal recibida puede ser prácticamente cero por segundos. La terminología para describir esto es presentado en la fig. 1 por medio de

un ejemplo en el cual el valor en el espacio libre es de - 30 dbm y un solo desvanecimiento ideal disminuye la potencia recibida temporalmente a - 80 dBm; los niveles en dB relativos a los normales están denotados por $20 \log L$. El tiempo durante el cual una señal está abajo de un nivel es llamado la duración del desvanecimiento de ese nivel (la duración de un desvanecimiento de 40 dB se ilustra en la fig 1).

Las duraciones promedio de los desvanecimientos son independientes de la frecuencia de microondas y son proporcional a L ; valores numéricos típicos están dados por (Fig. 4).

$$\langle t \rangle = 4.1 L \text{ segundos}, L \ll 0.1 \quad (6)$$

como un ejemplo, la duración promedio de un desvanecimiento de 40 dB ($L = 10^{-2}$) es 4.1 segundos, tanto a 4 como a 6 GHz. La suma de las duraciones de todos los desvanecimientos de una profundidad particular es llamada "tiempo abajo del nivel". Este es proporcional a L^2 , ya que el número de desvanecimientos es proporcional a L , y sus valores numéricos están dados por

$$T = r T_0 L^2, L < 0.1 \quad (7)$$

donde T_0 es el período de tiempo sobre el cual la suma de la duración de los desvanecimientos es realizada (un mes, por ejemplo); las unidades de T son las de T_0 (segundos). El factor de ocurrencia del desvanecimiento r para meses de des

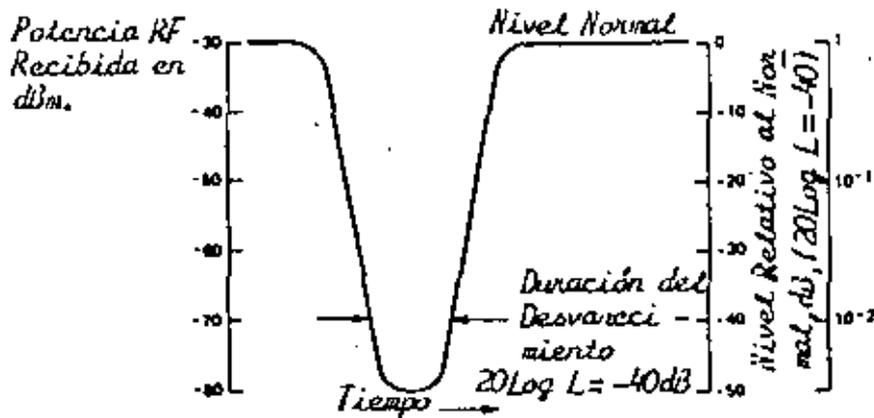


FIGURA N° 3
Definiciones de L y de Duración de Desvanecimiento (Se consideran -30 dBm como Nivel Normal).

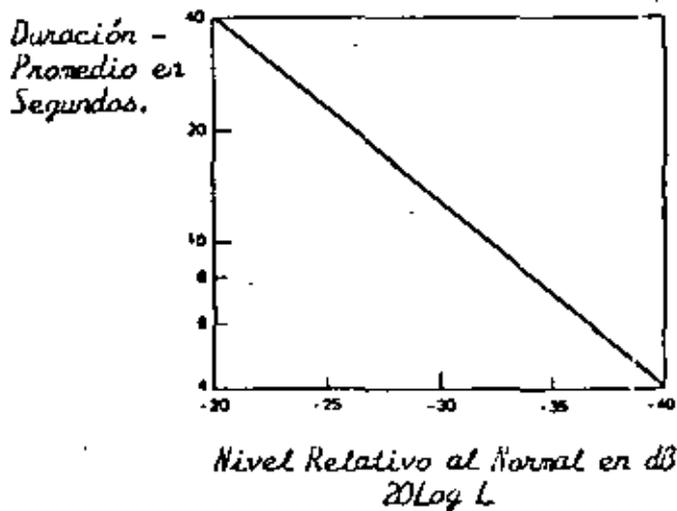


FIGURA N° 4
Desvanecimiento en Duración Promedio ($\lambda = 4/0L$, $L < 0.1$).

vanecimientos pesados es (fig. 5)

$$r = c (f/4) D^3 10^{-5} \quad (8)$$

donde

- c = 4 para agua
 - = 1 para terreno promedio
 - = $\frac{1}{4}$ para montañas y clima seca
- f = frecuencia en GHz.

y

D = longitud de la trayectoria en millas.

Como un ejemplo los valores de T como una función de la profundidad de la profunción de la profundidad del desvanecimiento para una trayectoria de 42 km. (longitud promedio) y climas y terrenos promedios se muestran en la fig. 6 para un mes de desvanecimientos pesados. Estas líneas tienen la década de tiempo por una pendiente de 10 - dB típica, especificada por la dependencia funcional L^2 . Los valores de T a - 40 dB son 47 y 71 segundos a 4 y 6 GHz, respectivamente. Basados en una duración promedio de 4.1 segundos, estos corresponde a 11 desvanecimientos de 40 dB a 4 GHz.

Para un año, las curvas de "tiempo abajo del nivel" se muestra en la fig. 7.

(142 y 221 segundos abajo de - 40 dB y 4 y 6 GHz respectivamente).

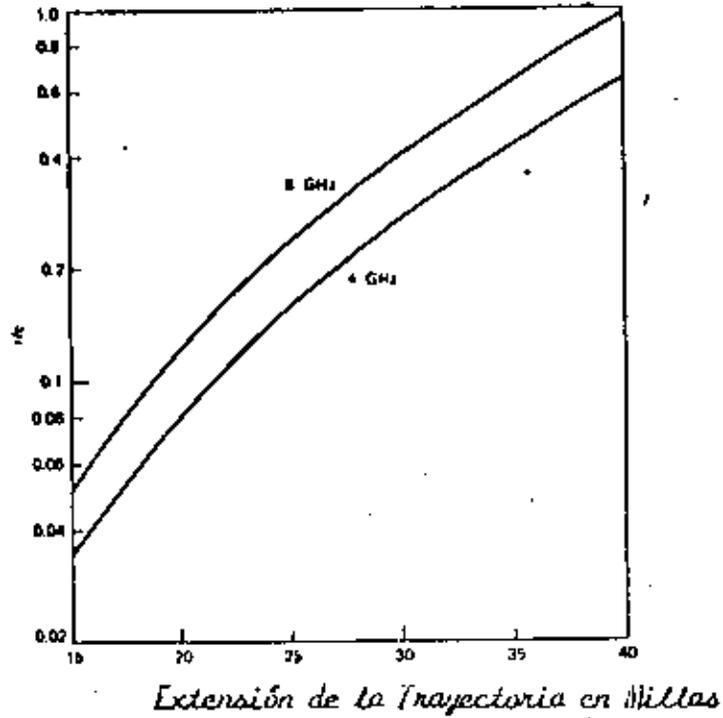


FIGURA N° 5
Factor de Ocurrencia de Multitrayectoria.

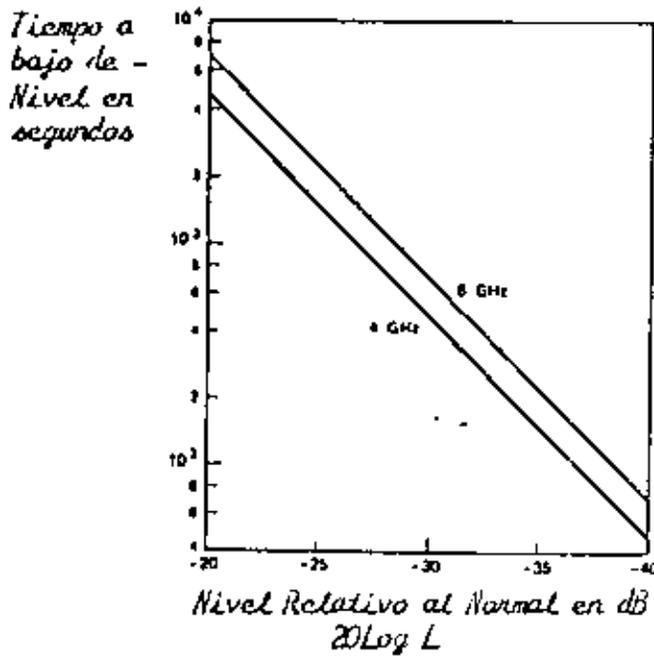


FIGURA N° 6
Tiempo Abajo de Nivel en un Pesado Desvanecimiento Mensual.
($D=26$ millas; $c=1$; $T_0=31$ días $=2.63 \cdot 10^6$ segundos).

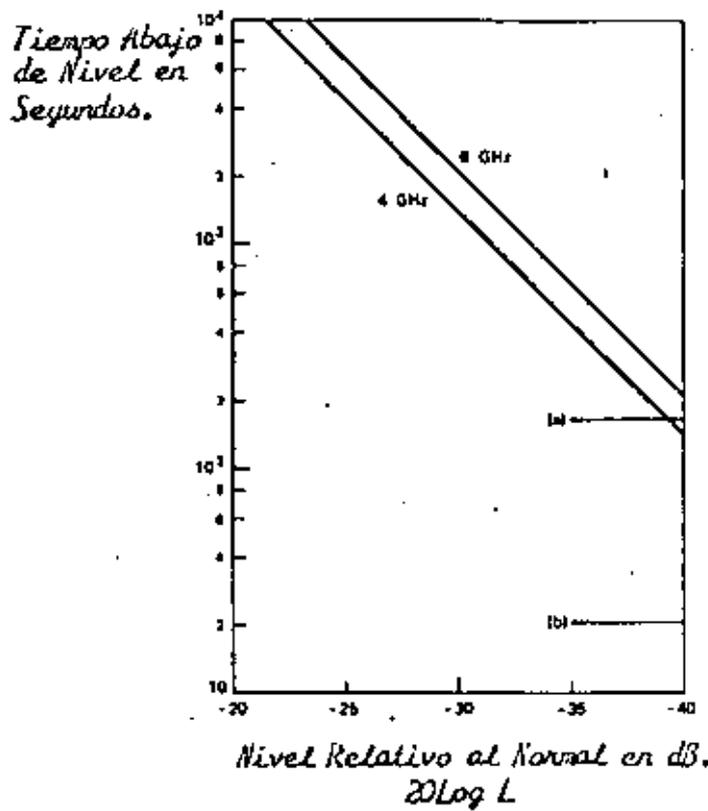


FIGURA N° 7
Tiempo Anual Abajo de Nivel (Caso Promedio). Objetivos:
a) traste Corto = 165 seg/año; b) traste Largo = 20 seg/año).

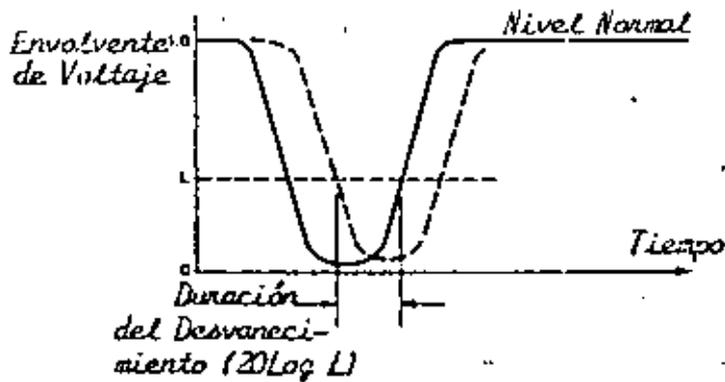


FIGURA N° 7-A
Definición de Desvanecimiento Simultáneo.

Para un margen de desvanecimiento de 35 dB, considerados aquí para propósitos de discusión, el tiempo abajo del nivel es muy grande, comparado al objetivo de 165 segundos, por factores de 2.7 y 1 en 4 y 6 GHz, respectivamente; protección contra desvanecimientos (diversidad de espacio ó frecuencia) es necesaria cuando el margen de desvanecimientos es de 35 dB.

A un margen de desvanecimientos de 40 dB, el canal de 4 GHz en el ejemplo puede quedar sin protección.

SISTEMAS DE DIVERSIDAD DE ESPACIO Y DE FRECUENCIA

El efecto de desvanecimiento en la indisponibilidad operacional puede minimizarse por técnicas de diversidad de espacio ó de frecuencia como se ilustra en la fig. 8. Ambas técnicas se basan en la hipótesis de que el desvanecimiento simultáneo en ambas trayectorias de transmisión ocurre igualmente.

En una configuración de diversidad de frecuencia la misma información digital se alimenta en dos transmisores, TX1 y TX2. Una amplia separación de radiofrecuencia de estos transmisores asegura menos correlación entre los desvanecimientos de los sistemas de microondas individuales, por lo que un mejor comportamiento del sistema se realiza.

En la diversidad de espacio, la misma banda de frecuencias es utilizada. La diversidad resulta por la separación vertical

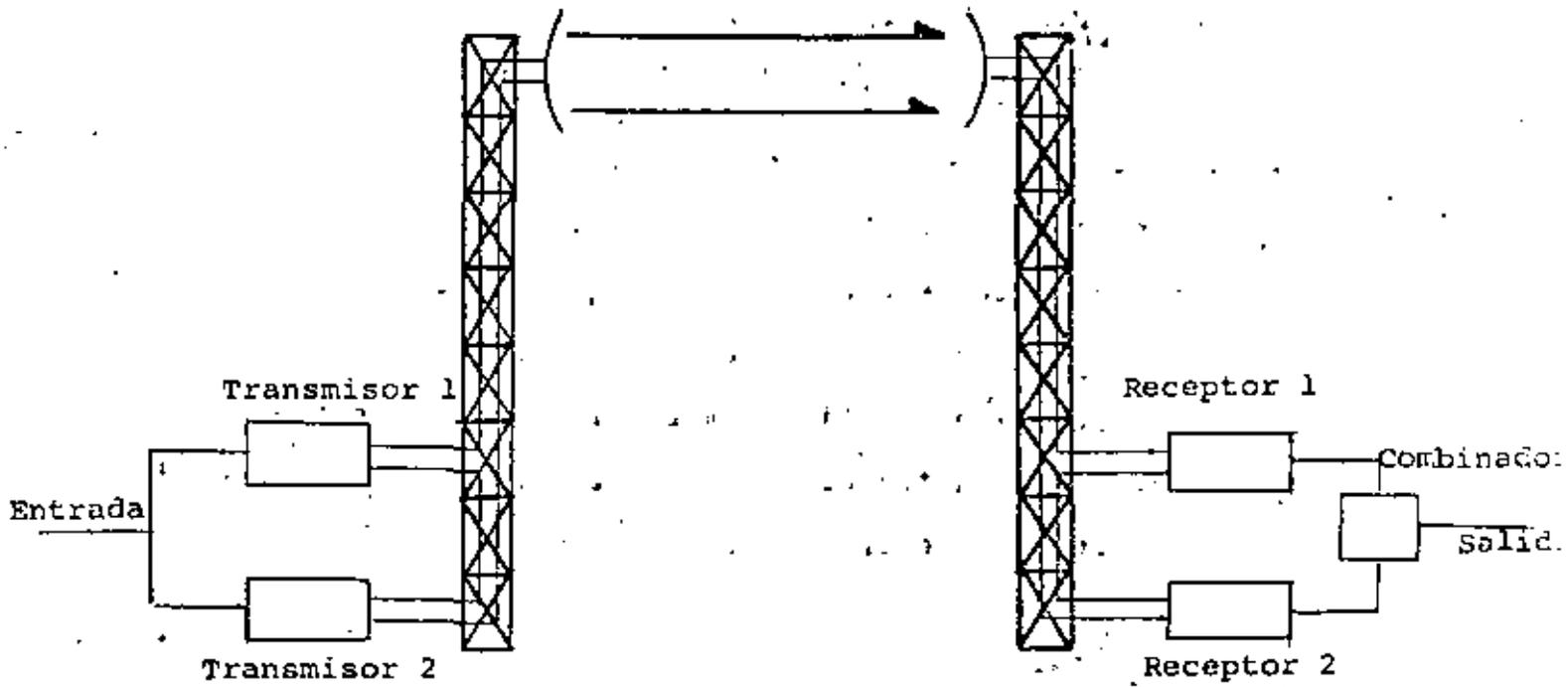


FIG. 2.g.1
DIVERSIDAD EN FRECUENCIA

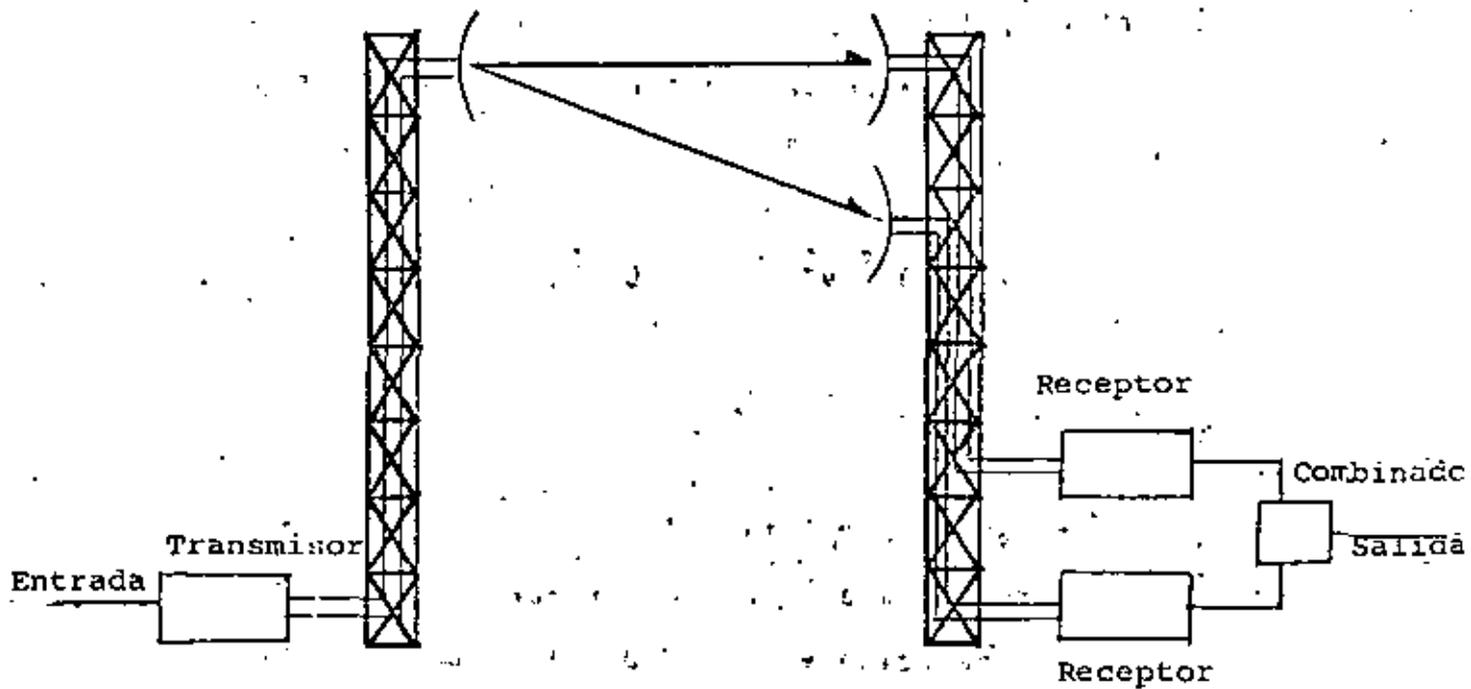


FIGURA N° 8
DIVERSIDAD EN ESPACIO

de las dos antenas receptoras.

EFFECTO DE LA DIVERSIDAD DE ESPACIO.

Durante periodos de desvanecimiento, los desvanecimientos profundos de la señal recibida en dos antenas receptoras separadas verticalmente se enciman en el tiempo. La relativamente poca posibilidad de que un encimamiento dé surgimiento a un tiempo abajo del nivel simultaneo (suma de la duración de desvanecimientos simultaneos, Fig. 7^A), el cual es proporcional a L^4 y puede expresarse como

$$T_s = T/I_0 \quad (9)$$

donde T es el tiempo abajo del nivel de la señal recibida en la antena principal e I_0 es el mejoramiento disponible, dado numéricamente en unidades prácticas por la siguiente (ver monograma en la fig. 9).

$$I_0 = 7 \times 10^{-5} v^2 s^2 f / D L^2, \quad s \leq 50 \quad (10)$$

donde

v = ganancia relativa (ganancia de la antena secundaria relativa a la antena primaria en dB, $20 \log v$).

s = separación vertical de las antenas receptoras en pies, centro a centro.

f = frecuencia en GHz.

D = longitud de la trayectoria en millas

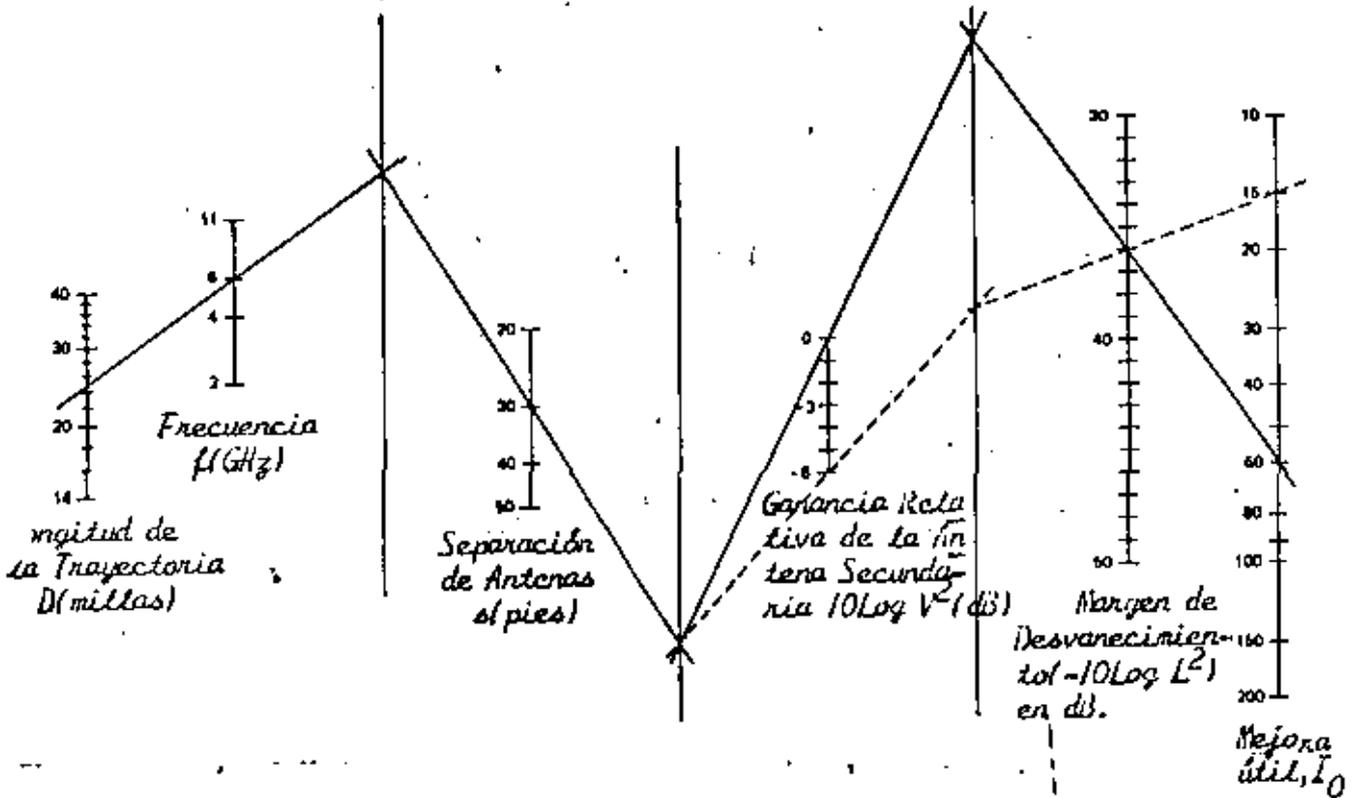


FIGURA N° 9
 Nomograma para una Util Mejora en I_0 .

L = parámetro de nivel (El nivel en dB relativo al normal es $20 \log L$).

COMPARACION ENTRE DIVERSIDAD DE ESPACIO Y DIVERSIDAD DE FRECUENCIA.

Diversidad de espacio, en su forma más común provee un canal de protección por cada canal de trabajo (protección $|X|$). Diversidad de frecuencia usualmente provee uno ó dos canales de protección para m canales de trabajo (protección $1X_m$ o $2X_m$).

La forma más efectiva de diversidad de frecuencia es, de seguro $|X|$ (ahora restringida en 4 y 6 GHz por la conservación del espectro); esto puede fácilmente ser comparado a diversidad de frecuencia.

Para igual comportamiento, los mejoramientos disponibles, I_0 , son igualados. Una forma conveniente para I_0 es

$$I_0 = v^2 q L^{-2} \quad (11)$$

donde para diversidad de espacio

$$q = 7 \times 10^{-5} S^2 f / D, \quad S \leq 50 \quad (12)$$

y para diversidad de frecuencia

$$q = 50 (\Delta f / f) / f D, \quad \Delta f < 0.5 \text{ GHz} \quad (13)$$

donde f es la frecuencia en GHz (4 ó 6), y Δf es la diferencia de frecuencia entre canales de radio, también en GHz; D es la longitud de la trayectoria en millas.

Valores de separación en espacio y frecuencia proveen igual comportamiento (para antenas de igual tamaño; $v^2 = 1$) se obtienen al eliminar q de (7) y (8).

$$s = 106 \sqrt{\Delta f} \text{ en la banda de } 4 \text{ GHz.}$$

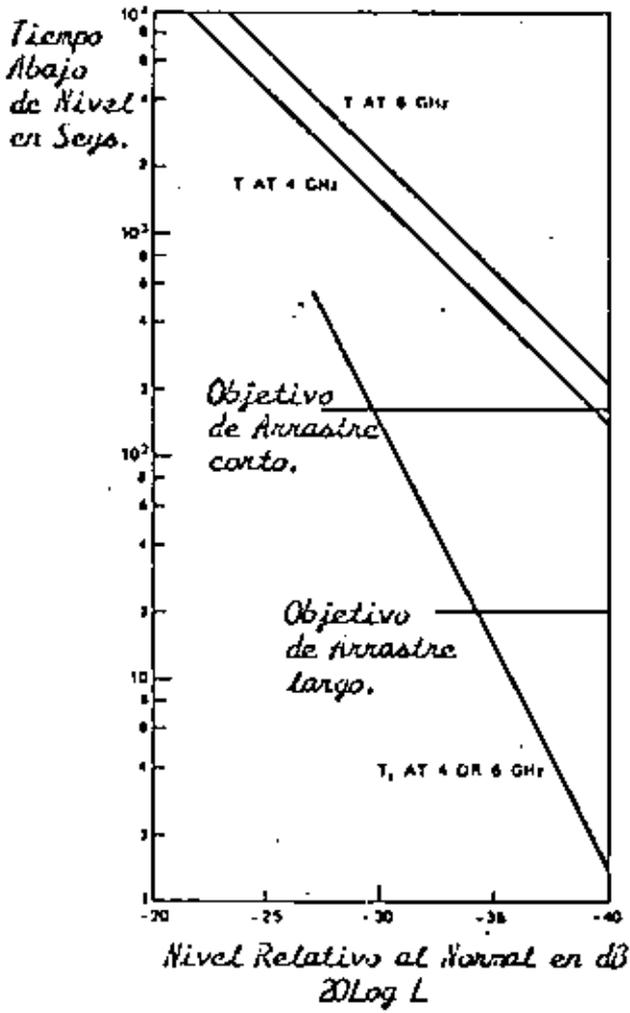
$$= 57.5 \sqrt{\Delta f}, \text{ en la banda de } 6 \text{ GHz.}$$

donde s está en pies. Una separación de 30 pies es equivalente a una Δf de 0.08 GHz en la banda de 4 GHz y de 0.27 GHz en la banda de 6 GHz (fig. 10).

CARACTERISTICAS DE COMPORTAMIENTO DE SISTEMAS DE MICROONDAS M-ARY PSK y QAM.

En este capítulo se analizan las características de los sistemas de microondas M-ary PSK y QAM. Se presentan dos sistemas de baja capacidad y tres de alta, ya muy comunes.

Las características de ciertos sistemas de microondas Avantek y Farinon son resumidas en la tabla I. Debe notarse que algunos de los datos son aproximados y no necesariamente representan las últimas especificaciones de los fabricantes.

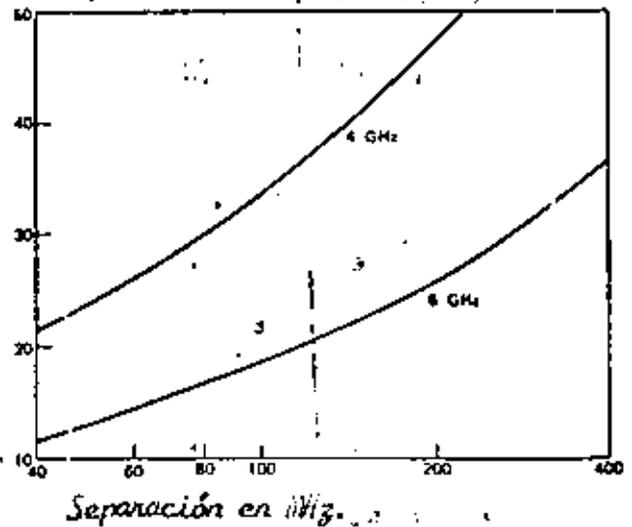


Tiempo Simultáneo anual Abajo de Nivel para 30 Pies de Separación de Antena.

FIGURA N° 10

Separación en pies.

La Separación en el Espacio y en la Frecuencia Proveen Igual Protección.



Estos sistemas son usados para la transmisión de dos o cuatro señales multicanalizadas de razón DS-1 (3.152 Mb/s ó 6.312 Mb/s, respectivamente). En el caso del sistema de radio Avantek, es posible, por un simple cambio del procesador de la señal de banda base, convertir las señales de banda base binarias de una señal binaria a una señal de respuesta parcial de 3 niveles. Este procesamiento de señal modifica la modulación de QAM binaria a respuesta parcial en cuadratura (QPR). Para ilustrar los parametros del sistema de alta velocidad (90 Mb/s), 8 fase PSK, planeados para operación en las bandas de 6 y 11 GHz, se consideran las características de los sistemas Rockwell International (Collins), Nippon Electric y Raytheon. El sistema Raytheon de 6 GHz tabla 2, tiene la más alta eficiencia espectral, 3 b/s/Hz. Esta eficiencia es requerida para sistemas de 6 GHz los cuales tienen que operar dentro del plan de 30 MHz autorizado por la FCC, y es también el límite teórico de los sistemas de 8-PSK. Para lograr esta eficiencia, se requiere bastante filtrado. Debido a la interferencia entre canales adyacentes e interseñalos, una penalidad significativa c/n tiene que ser pagada, como se observa de la tabla 2. Los sistemas de 90 Mb/s, 11 GHz, operan en un ancho de banda autorizado por la FCC de 40 MHz. En este caso una eficiencia de 2.25 b/s/Hz es suficiente.

FRECUENCIAS Y CAPACIDADES

Las frecuencias utilizadas y las capacidades, dependen de cada

PARAMETRO DEL SISTEMA	AVANTEK	FARINON ELECTRIC
rango de radio-frecuencia	1.7 a 2.3 GHz	1.7 a 2.3 GHz
Capacidad	2 T1 o 4 T1	a T1 o 4 T1
Potencia de salida del transmisor (dbm).	32	33
Figura de ruido en el receptor (db)	5	6
Pérdida en el duplexer de antena (db)	0.4	2.2
Sensibilidad en el receptor para 10^{-6} BER (dBm)	2 T1: - 89 4 T1: - 82	2 T1: - 89 4 T1: - 85
Ganancia del sistema a 10^{-6} BER (perdidas en el duplexer de antena incluidas) (dB)	2 T1: 120.6 4 T1: 113.6	2 T1: 119.8 4 T1: 115.3
Tipo de modulación	QAM (QPSK)	QAM (QPSK)
Ancho de banda ocupado (MHz)	3.5	3.5

TABLA 1

PARAMETRO DEL SISTEMA	RAYTHEON	CALLINS	NEC(11GHz)
Banda de frecuencia (GHz)	6	11	11
Tipo de frecuencia	8-PSK	8-PSK	8-PSK
Razón de Bit (Mb/s)	90	90.253	90
Capacidad	56 T1	56 T1	56 T1
Potencia a la salida del transmisor (dbm)	+ 40	+ 40	+ 37
Sensibilidad en el re- ceptor para 10^{-6} BER (dBm)	- 65.5	- 68	- 68
Ganancia del sistema a 10^{-6} BER (dB)	105.5	108	105
Figura de ruido en el receptor (dB)	6.5	8	8
Potencia de ruido (dbm)	- 88.0	- 86.4	- 86.5
Requerimientos prácticos de c/n para 10^{-6}	22.5	18.4	18.5
Ancho de banda de RF ocupado	30	40	40

TABLA 2

administración así como de las recomendaciones del Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR). Por ejemplo las bandas de frecuencia menores de 12 GHz que han sido autorizadas para transmisión de microondas digitales en los Estados Unidos se enlistan en la tabla 1.

En la columna del extremo derecho de la tabla 1, la capacidad mínima de canales de voz codificados es especificada.

La tabla 2 contempla, además de los requerimientos de la FCC, las razones de bits de la North American y las capacidades correspondientes.

Para satisfacer, simultáneamente, los requerimientos de la FCC y esos impuestos por la jerarquía digital, se han diseñado sistemas de radio que tienen eficiencias de ancho banda de 3 b/s/Hz. Con la excepción de la banda de frecuencias de 3.700 a 4.200 GHz, en la cual una eficiencia de 4.5 b/s/Hz es requerida, los sistemas existentes satisfacen todos los requerimientos establecidos previamente.

La FCC también tiene especificaciones concernientes a la distancia de la trayectoria mínima permisible. Por ejemplo en la banda de 6 GHz esta distancia es de 17 km, mientras en la banda de 11 GHz es de 5 km.

La localización de frecuencias recomendadas por el CCIR para sistemas de microondas analógicos FDM y digitales es sinte

BANDA DE FRECUENCIA	ANCHO DE BANDA PERMITIDO (B)	CAPACIDAD MINIMA DE CANALES
2110 - 2130 GHz	3.5 MHz	96
2160 - 2180	3.5	96
3700 - 4200	20.0	1152
5925 - 6425	30.0	1152
10700 - 11700	40.0	1152

TABLA 1

FCC			JERARQUIA DIGITAL			
BANDA DE FRECUENCIA AUTORIZADA GHz	ANCHO DE BANDA PERMISIBLE (MHz)	CAPACIDAD MINIMA DE CANALES (n)	n X 64 kb/s (Mb/s)	Mb/s	Nº de Canales	Eficiencia
2.110 - 2.130	3.5	96	6.144	6.312	96	1.80
2.160 - 2.180	3.5	96	6.144	6.312	96	1.80
3.700 - 4.200	20.0	1152	73.728	aprox. 90	1344	4.5
5.925 - 6.425	30.0	1152	73.728	aprox. 90	1344	3
10.700 - 11.700	40.0	1152	73.728	aprox. 90	1344	2.25

TABLA 2

tizada en la tabla 3 (para 2, 4, 6, 7, 8, 11 y 13 GHz). Las frecuencias recomendadas y el espaciamiento de canales no son los mismos como los especificados por la FCC.

BANDA DE FRECUENCIA (GHz)	RANGO DE FRECUENCIAS (MHz)	164	FDM		DIGITAL		REQ CCIE	
		ESPACIAMIENTO DE CANALES	CAPACIDAD DE CANAL	CAPACIDAD DE BANDA	CAPACIDAD DE CANAL	CAPACIDAD DE BANDA		
2	1700-1900	14	60,120,300	6	--	--	283-2	
	1900-2100							
	2100-2300							
	2500-2700							
4	1700-2100	29	600-1800	6	--	--	382-2	
	1900-2500							
6	3700-4200	29	600-1800	6	--	--	382-2	
	5925-6425	40	1260	6	--	--		
	6430-7100	29.65	1800	8	--	--		383-1
		40	2700	8	--	--		384-2
7	7425-7725	20	1260	16	--	--	384-2	
		7/14	60,120,300	20	--	--	385	
8	8200-8500	11.662	960	6	--	--	386-1	
	7725-8275	29.65	1800	8	--	--	386-1	
11	10700-11700	40	1800	12	media (480-960)	11	387-1	
13	12750-13250	28	960	8	960	8	497	
		14	300	adicional	240	adicional	497	
		35	--	--	720		497	

TABLA 3

ECUACIONES DE MAXWELL Y ONDAS PLANAS

Ecuaciones de Maxwell

Los campos eléctricos y magnéticos variables en el tiempo están relacionados uno con otro por las ecuaciones de Maxwell. Las ecuaciones en su forma diferencial son:

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

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

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_r \quad (III)$$

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

donde: \vec{E} es la intensidad de campo eléctrico $\left[\frac{\text{Volts}}{\text{m}} \right]$

\vec{H} es la intensidad de campo magnético $\left[\frac{\text{Amp}}{\text{m}} \right]$

\vec{D} es la densidad de desplazamiento eléctrico $\left[\frac{\text{Coul}}{\text{m}^2} \right]$

\vec{B} es la densidad de flujo magnético $\left[\frac{\text{Weber}}{\text{m}^2} = \text{Teslas} \right]$

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ es la densidad de corriente de desplazamiento $\left[\frac{\text{Amp}}{\text{m}^2} \right]$

\vec{J} es la densidad de corriente de conducción $\left[\frac{\text{Amp}}{\text{m}^2} \right]$

$$\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_f$$

\vec{J}_c es la densidad de corriente de conducción

\vec{J}_f es la densidad de corriente en la fuente que genera al campo electromagnético.

ρ_v es la densidad volumetrica de carga $\left[\frac{\text{Coul}}{\text{m}^3} \right]$

Todas las cantidades anteriores son funciones de la posición y el tiempo. Esta dependencia funcional puede indicarse explícitamente como, por ejemplo

$$\vec{E}(x, y, z, t) \quad \text{o} \quad \vec{E}(\vec{r}, t) \quad (1)$$

A las ecuaciones (I) a (IV) se les asocian las ecuaciones constitutivas del medio, que relación a \vec{D} con \vec{E} , \vec{B} con \vec{H} y a \vec{J} con \vec{E} . Como el análisis se concentrara en medios homogéneos, isotrópicos y lineales, podemos escribir que:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3)$$

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (4)$$

donde ϵ es la permitividad

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$$

ϵ_r permitividad relativa

ϵ_0 permitividad del espacio libre

$$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \left[\frac{\text{Farad}}{\text{m}} \right]$$

μ es la permeabilidad

$$\mu = \mu_r \mu_0$$

μ_r permeabilidad relativa

μ_0 permeabilidad del espacio libre

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{\text{Henry}}{\text{m}} \right]$$

σ es la conductividad $\left[\frac{\text{mhos}}{\text{m}} \text{ o siemens} \right]$

ϵ , μ y σ son los parámetros que nos dan las características eléctricas y magnéticas del medio.

ϵ , μ y σ son cantidades escalares y constantes solo si el medio es homogéneo, isotrópico y lineal. Homogéneo significa que los parámetros del medio no depende de la posición, isotrópico que no depende la orientación de los campos y lineal que no dependen de la magnitud de los campos.

Mediante el uso de las ecuaciones constitutivas se pueden realizar algunas simplificaciones en las ecuaciones de Maxwell, por ejemplo, sustituyendo (2) (3) y (4) en (I) y (II) no da

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (6)$$

Variaciones Sinusoidales en el Tiempo: notación fasorial.

El tipo de campos que mas se llega a encontrar en la práctica son aquellos que un punto del espacio varían sinusoidalmente en el tiempo, y aunque este no fuera el caso, cualquier variación periódica puede ser siempre analizada en términos de variaciones sinusoidales de una frecuencia fundamental y frecuencias armónicas. Esto se puede comparar con el análisis de circuitos de C.A. en estado estable, donde se introduce el concepto de fasores para facilitar su estudio. Una técnica similar puede ser aplicada a problemas del campo electromagnético. Así en (5) y (6) las variables \vec{E} , \vec{H} y \vec{J} se considerara que varían sinusoidalmen

te en el tiempo, pero con diferentes amplitudes y fases. Se tendrá por ejemplo que:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0(\vec{r}) \cos[\omega t + \theta(\vec{r})] \quad (7)$$

en la cual \vec{E}_0 y θ no varían en el tiempo. Utilizando la identidad de Euler

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \operatorname{sen} \varphi$$

y el operador parte real $\operatorname{Re} \left\{ \quad \right\}$. Podemos expresar la ecuación (7) como

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \operatorname{Re} \left\{ \vec{E}_0(\vec{r}) e^{j[\omega t + \theta(\vec{r})]} \right\}$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \operatorname{Re} \left\{ \vec{E}_0(\vec{r}) e^{j\theta(\vec{r})} e^{j\omega t} \right\} \quad (8)$$

de donde se definirá al fasor, $\vec{E}_s(\vec{r})$ como la cantidad compleja

$$\vec{E}_s(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) e^{j\theta(\vec{r})} \quad (9)$$

de esta forma

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \operatorname{Re} \left\{ \vec{E}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\} \quad (10)$$

De manera similar podemos expresar a \vec{H} y a \vec{J} en términos de sus res

pectivos fasores equivalentes \vec{H}_s y \vec{J}_s mediante las relaciones

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left\{ \vec{H}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\} \quad (11)$$

$$\vec{J}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left\{ \vec{J}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\}. \quad (12)$$

Sustituyendo (10), (11) en (5), y recordando siempre que el rotacional no involucra a la variable del tiempo.

$$\nabla \times \left[\vec{E}_s e^{j\omega t} \right] = -j\mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\vec{H}_s e^{j\omega t} \right] \quad (13)$$

$$e^{j\omega t} \nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s e^{j\omega t} \quad (14)$$

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (15)$$

Un análisis similar para (6) no da que

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s + \vec{J}_s \quad (16)$$

Las ecuaciones (15), (16) son los equivalentes fasoriales de (5), (6).

Las ecuaciones constitutivas (2), (3) y (4) como no dependen del

tiempo, en forma fasorial son:

$$\vec{D}_s = \epsilon \vec{E}_s \quad (17)$$

$$\vec{B}_s = \mu \vec{H}_s \quad (18)$$

$$\vec{J}_s = \sigma \vec{E}_s \quad (19)$$

En los desarrollos que se haran a continuación de las ecuaciones se tr
bajara exclusivamente con fasores.

Se puede escribir finalmente las ecuaciones para un medio homogéneo,
isotrópico y lineal con variaciones sinusoidales en la forma

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (20)$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s + \vec{J}_f + \sigma \vec{E}_s \quad (21)$$

Ondas Planas

Se buscara una solución simple para (20) y (21) en una región del es-
pacio que no contenga fuentes y cuya conductividad inicial sea cero.

Se debe recordar que un campo necesariamente debe tener una fuente y
el hecho de excluirla de una región simplemente la situa en otro lugar

(quizá en el infinito).

Las ecuaciones con que se empezara bajo las suposiciones anteriores

($\vec{J}_f = 0, \sigma = 0$) son:

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (22)$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s \quad (23)$$

Se buscaran soluciones que dependan de una sola variable espacial, la cual se puede suponer que sea X . Tales soluciones deben ser iguales para cualquier plano donde X sea constante.

De esta forma bajo la suposición anterior

$$\vec{E}_s(x, t) = E_{xs}(x, t) \vec{a}_x + E_{ys}(x, t) \vec{a}_y + E_{zs}(x, t) \vec{a}_z$$

donde \vec{a}_x, \vec{a}_y y \vec{a}_z son los vectores en las direcciones X, Y y Z respectivamente, y en coordenadas cartesianas.

$$\nabla \times \vec{E}_s = \left(\frac{\partial E_{zs}}{\partial y} - \frac{\partial E_{ys}}{\partial z} \right) \vec{a}_x + \left(\frac{\partial E_{xs}}{\partial z} - \frac{\partial E_{zs}}{\partial x} \right) \vec{a}_y + \left(\frac{\partial E_{ys}}{\partial x} - \frac{\partial E_{xs}}{\partial y} \right) \vec{a}_z$$

Como el campo solo depende de X y de t entonces

$$\nabla_x \vec{E}_s = - \frac{\partial E_{zs}}{\partial x} \vec{a}_y + \frac{\partial E_{ys}}{\partial x} \vec{a}_z \quad (24)$$

y de forma similar para (23) tenemos que

$$\nabla_x \vec{H}_s = - \frac{\partial H_{zs}}{\partial x} \vec{a}_y + \frac{\partial H_{ys}}{\partial x} \vec{a}_z \quad (25)$$

Sustituyendo en (22) y (23) nos da

$$0 = -j\omega\mu H_{xs} \quad (26)$$

$$-\frac{\partial E_{zs}}{\partial x} = -j\omega\mu H_{ys} \quad (27)$$

$$\frac{\partial E_{ys}}{\partial x} = -j\omega\mu H_{zs} \quad (28)$$

$$0 = j\omega\epsilon E_{xs} \quad (29)$$

$$-\frac{\partial H_{zs}}{\partial x} = j\omega\epsilon E_{ys} \quad (30)$$

$$\frac{\partial H_{ys}}{\partial x} = j\omega\epsilon E_{zs} \quad (31)$$

Se deduce de (26) y (29) que E_{xs} y H_{xs} son cero, no existen componentes en la dirección x . Además (28) y (30) relacionan solo a E_{ys} y a H_{zs} , (27) y (31) relacionan solo a E_{zs} y a H_{ys} . Considerando al primer par y eliminando a H_{zs} tenemos

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} = -j\omega\mu \frac{\partial H_{zs}}{\partial x} = j\omega\mu \cdot j\omega\epsilon E_{ys} \quad (32)$$

Por lo tanto

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \epsilon E_{ys} = 0 \quad (33)$$

Esta ecuación es la ecuación de onda para la componente del campo eléctrico en la dirección Y. Escribiendo esta ecuación diferencial como

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \beta^2 E_{ys} = 0 \quad (34)$$

donde $\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$, se ve que tiene dos soluciones independientes.

$$E_{ys} = A e^{-j\beta x} \quad (35)$$

y

$$E_{ys} = B e^{j\beta x} \quad (36)$$

donde A y B son constantes.

Cuando E_{ys} esta dada por (35), sustituyendo en (30) nos da

$$H_{zs} = A \left(\frac{-\beta}{\omega \mu} \right) e^{-j\beta x} = A \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} e^{-j\beta x}$$

$$H_{zs} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_{ys} \quad (37)$$

y cuando E_{ys} esta dada por (36)

$$H_{zs} = - \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_{ys} \quad (38)$$

Se ve que la relación de E_{ys} a H_{zs} es una constante para el medio.

Esta constante, $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$, que tiene dimensiones de impedancia, se indica con el símbolo η , y es llamada impedancia intrínseca:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \text{ ohms} \quad (39)$$

Para entender el significado de estas ecuaciones se debe regresar los campos a su forma variable en el tiempo. Por lo que las ecuaciones (35) y (37), suponiendo que A es una constante real, se convierten en:

$$E_y(x, \tau) = A \cos(\omega\tau - \beta x) \quad (40)$$

$$H_z(x, \tau) = \frac{A}{\eta} \cos(\omega\tau - \beta x)$$

En cualquier punto con coordenada x , los campos eléctricos y magnéticos varían sinusoidalmente en el tiempo; están en fase uno con otro; y son mutuamente perpendiculares. La disposición de estos campos en un tiempo $t = 0$ se muestra en la figura 1. Se puede considerar que

el término $\cos(\omega t - \beta x)$ representa la propagación de la onda en la dirección positiva x : un valor constante del campo eléctrico (o campo magnético) solo es experimentado por un observador si este se mueve bajo la condición de que $\omega t - \beta x$ sea constante. En un intervalo de tiempo Δt , se tiene que mover de tal forma que βx se incremente por $\omega \Delta t$ de manera que el $\cos(\omega t - \beta x)$ se mantenga al mismo valor, esto es

$$\Delta x = \frac{\omega \Delta t}{\beta} \quad (11)$$

Esto se ilustra en la figura 2. La velocidad requerida es

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (12)$$

que es llamada velocidad de fase, ya que es la velocidad con que viajan los planos de fase constante. Utilizando $\beta = \frac{\omega}{v}$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \quad (13)$$

Aquí v es una constante del medio, sin embargo en otros casos la velocidad definida por (12) depende de la frecuencia.

Utilizando la definición para v , el término $\cos(\omega t - \beta x)$ puede ser escrito como $\cos \omega(t - x/v)$. Una señal de frecuencia angular ω de esta forma sufre un retardo en el tiempo igual a x/v mientras se propaga una distancia x . Este retardo es el mismo para todas las fre

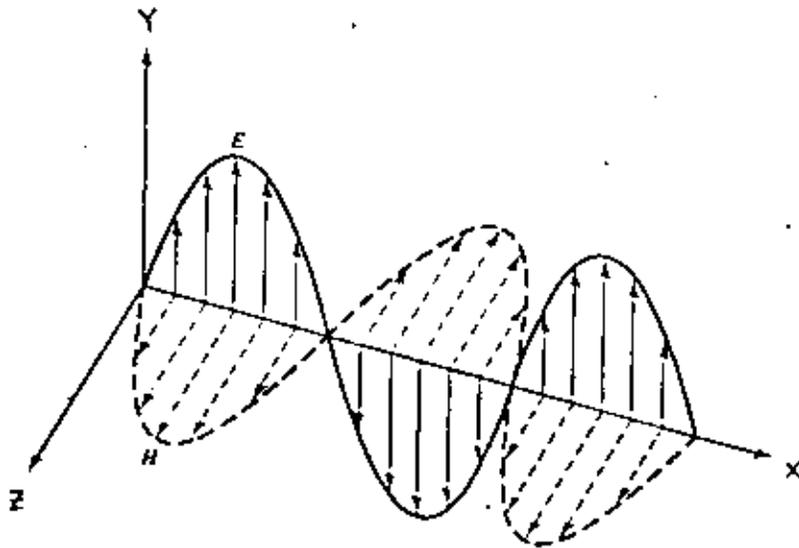


Fig. 1 . Variaciones espaciales de los campos eléctricos y magnéticos en un instante dado de acuerdo a las ecuaciones (40).

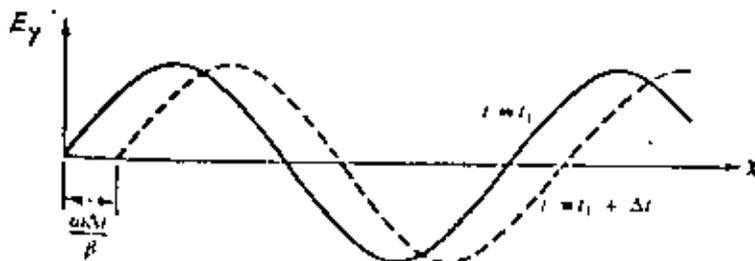


Fig. 2 . Cambio de la distribución espacial de E_y al variar el tiempo.

cuencias, de manera que tal propagación se dice ser no-dispersiva. Si la velocidad de fase depende de ω la propagación es dispersiva.

La periodicidad en coordenada X esta dada por

$$\lambda = \frac{2\pi v}{\omega} = \frac{v}{f} \quad (17)$$

donde f es la frecuencia igual a $\frac{\omega}{2\pi}$. La cantidad λ es llamada Longitud de onda.

Los campos descritos por (15) y (17) o (18) se dicen que representan una onda plana monocromatica en la dirección positiva del eje X , y también se dice que la onda esta polarizada en un plano. Monocromatica simplemente significa que es de una sola frecuencia. Polarizada en un plano significa que el campo eléctrico en todo tiempo y en cualquier lugar es paralelo al mismo plano, en este caso al plano XY , así como también es perpendicular a la dirección de propagación. Se observa que E_y , H_z y el eje X forman un conjunto de vectores ortogonales de mano derecha: el producto vectorial $\vec{E} \times \vec{H}$ esta en la dirección positiva del eje X , la dirección de propagación.

Ahora si se procede a las otras soluciones. Las ecuaciones (16) y (18) dan un factor $\cos(\omega t + \beta x)$ en lugar de $\cos(\omega t - \beta x)$. Ellas evidentemente se refieren a una onda que viaja en sentido opuesto, en la dirección negativa del eje X . E_z , E_y y la dirección de propagación siguen formando un conjunto de vectores ortogonales de mano derecha, ya que ambas

H_y y la dirección de propagación han sido invertidos.

Las ecuaciones (27) y (31) pueden ser tratados de manera similar al análisis previo.

$$\frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial x^2} = j\omega\mu \frac{\partial H_{ys}}{\partial x} = -\omega^2\mu\epsilon E_{zs}$$

Por lo tanto

$$E_{zs} = A e^{-j\beta x} \quad (45)$$

o

$$E_{zs} = B e^{j\beta x} \quad (46)$$

La H_{ys} correspondiente es

$$H_{ys} = -A \frac{\beta}{\omega\mu} e^{-j\beta x} = -\frac{A}{\eta} e^{-j\beta x} \quad (47)$$

o

$$H_{ys} = B \frac{\beta}{\omega\mu} e^{j\beta x} = \frac{B}{\eta} e^{j\beta x} \quad (48)$$

Un pequeño análisis puede mostrar que (45) y (47) representan a la onda plana de (35) y (37) con el plano de polarización girado $\frac{\pi}{2}$ radianes, de manera \vec{E} esta contenida en el plano YZ y \vec{H} en el plano XY .

Ondas en el Espacio Libre

En el espacio libre

$$\begin{aligned}\mu &= \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{Henry}}{\text{m}} \\ \epsilon &= \epsilon_0 = 8.864 \times 10^{-12} \frac{\text{Farad}}{\text{m}} \quad (49)\end{aligned}$$

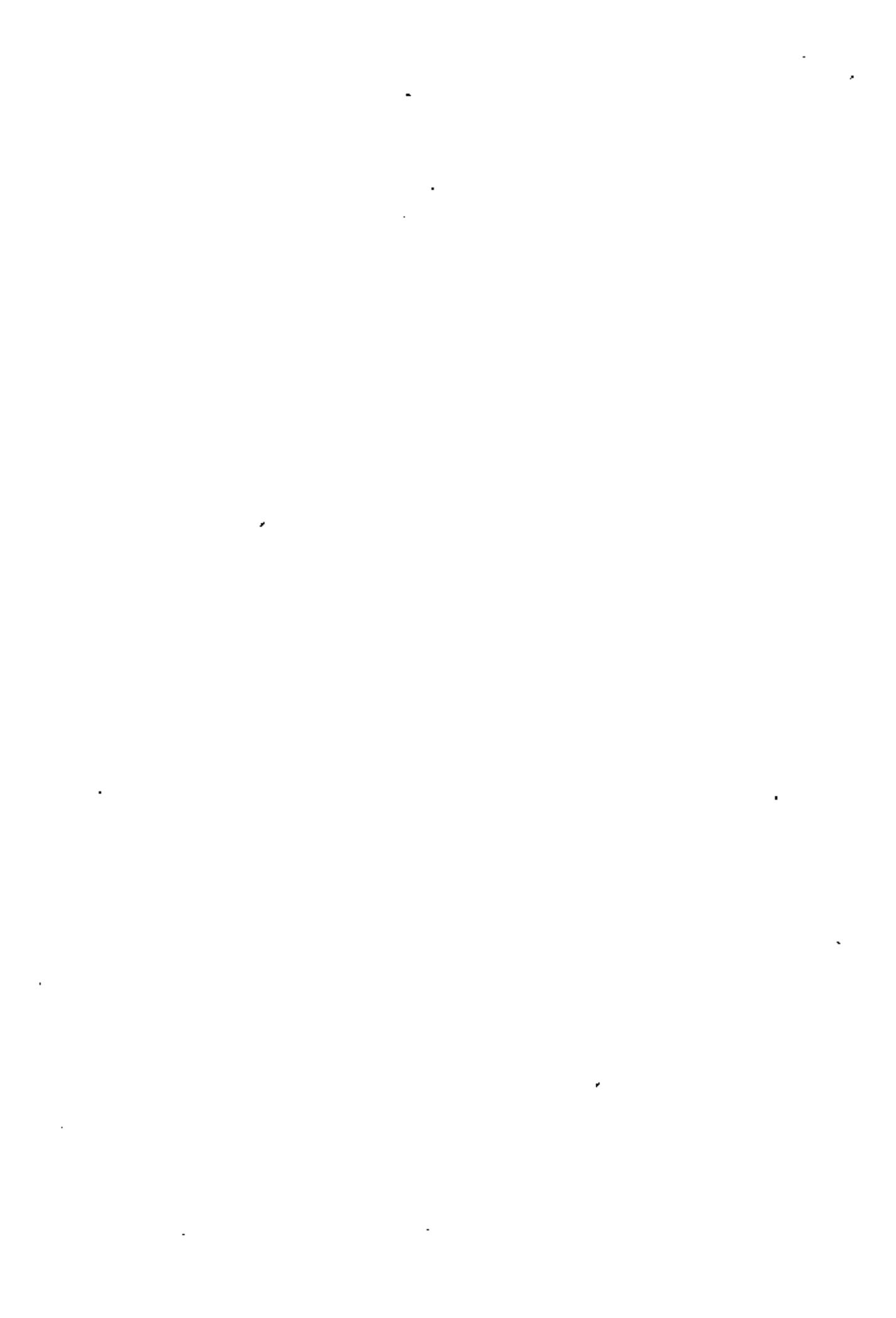
De estos, el valor de μ_0 está definido, y ϵ_0 es determinado experimentalmente de mediciones de la electrostática. Utilizando estos valores en (43) dan un valor para la velocidad extremadamente cercano al valor aceptado de la luz para el espacio libre. Esta fue la primera indicación, ahora por supuesto aceptada, que la luz es una radiación electromagnética. Es costumbre indicar a la velocidad de la luz en el espacio libre con la letra c .

Ondas Planas en un Medio Conductor

Se considero en el desarrollo anterior que el medio no era conductor. El análisis formal que se llevo a cabo puede ser aplicado a un caso más general. En una región sin fuentes con conductividad finita, se puede reemplazar a (23) con

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s + \sigma \vec{E}_s = j\omega \left(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \right) \vec{E}_s \quad (50)$$

definiendo una permitividad compleja ϵ^* como:



$$\mathcal{E}^* = \mathcal{E} + \frac{\nabla}{j\omega} \quad (51)$$

tenemos

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega \mathcal{E}^* \vec{E}_s \quad (52)$$

Esta ecuación formalmente es la misma que (23), pero con \mathcal{E} reemplazada por \mathcal{E}^* , por lo que realizando las mismas consideraciones que en el tema anterior las ecuaciones de (35) a (37) mantienen su misma estructura dando una ecuación de onda para la componente del campo eléctrico en la dirección Y de la forma

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \mathcal{E}^* E_{ys} = 0 \quad (53)$$

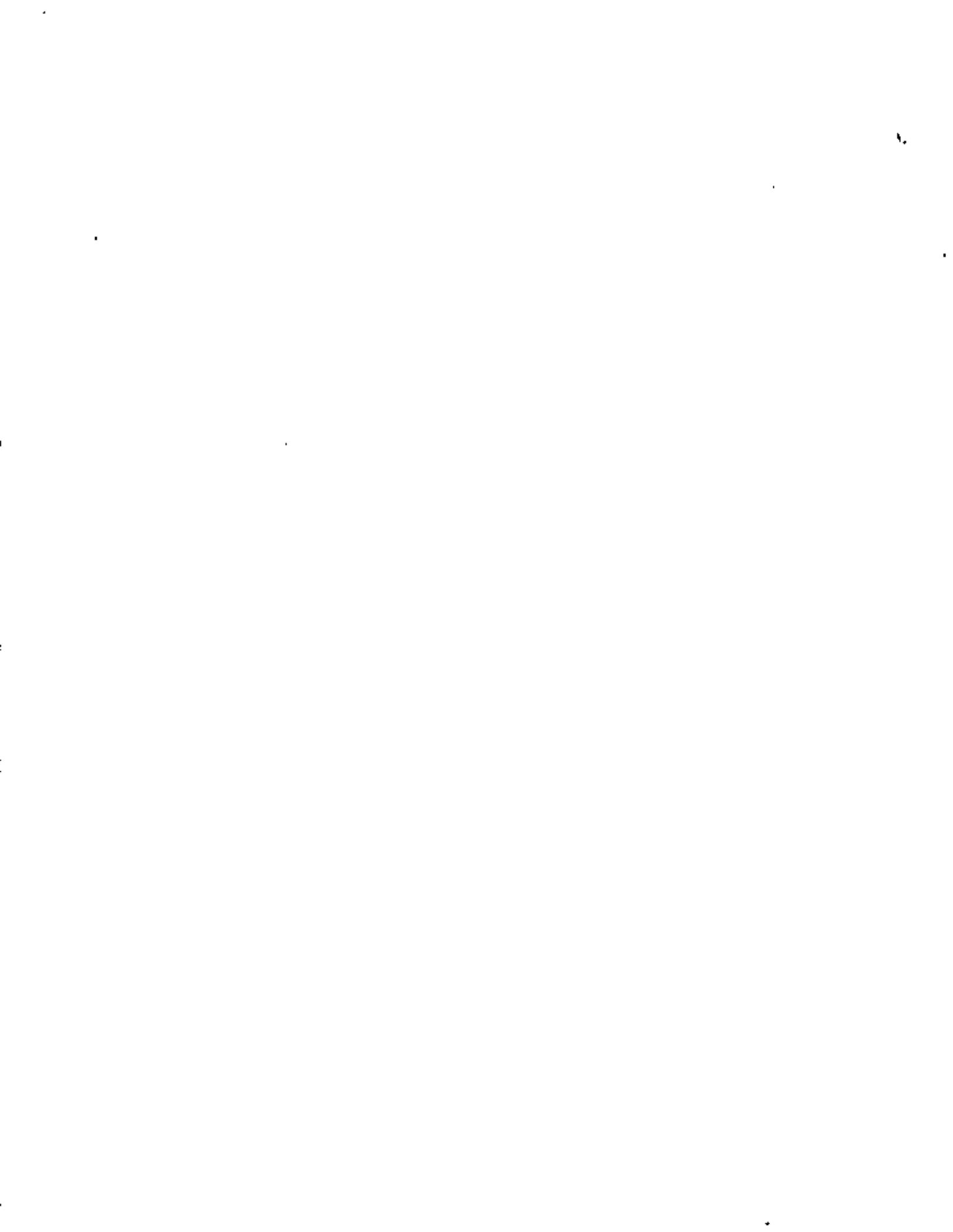
6

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \left(\mathcal{E} + \frac{\sigma}{j\omega} \right) E_{ys} = 0 \quad (54)$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} - (j\omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \mathcal{E}) E_{ys} = 0 \quad (55)$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} - \gamma^2 E_{ys} = 0 \quad (56)$$

donde $\gamma^2 = j\omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \mathcal{E}$



γ es llamada "constante de propagación" y es una cantidad cuyas partes real e imaginaria se designaran con las letras α y β respectivamente.

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (57)$$

Una posible solución de (56) es

$$E_{1s} = A e^{-\gamma x} = A e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad (58)$$

sustituyendo (58) en (30) nos da

$$H_{2s} = A \left(\frac{\gamma}{j\omega\mu} \right) e^{-\gamma x} = A \sqrt{\frac{\sigma + j\omega\epsilon}{j\omega\mu}} e^{-\gamma x}$$

6

$$H_{2s} = \sqrt{\frac{\sigma + j\omega\epsilon}{j\omega\mu}} \quad (59)$$

La relación de E_{1s} a H_{2s} , que es la impedancia intrínseca en este caso viene dado por

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad \text{ohms} \quad (60)$$

y es una cantidad compleja, lo cual nos indica que los campos E_{1s} y H_{2s} no están en fase. Como η es una cantidad compleja podemos indicar

la como una magnitud y un ángulo

$$\eta = \eta_m e^{j\theta_\eta} \quad (61)$$

de esta forma

$$H_{zs} = \frac{E_{ys}}{\eta} = \frac{A}{\eta} e^{-\gamma x} = \frac{A}{\eta} e^{-\alpha x} e^{j\beta x} \quad (62)$$

Las ecuaciones (58) y (62) en su forma variable en el tiempo están dadas por

$$E_y(x, t) = A e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x) \quad (63)$$

$$H_z(x, t) = \frac{A}{\eta} e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x - \theta_\eta) \quad (64)$$

Estas ecuaciones representan a una onda electromagnética que viaja en la dirección positiva del eje x y es atenuada por un factor $e^{-\alpha x}$

Las constantes α y β reciben los nombres de constante de atenuación y constante de fase respectivamente. Las expresiones de estas constantes en función de ϵ , μ y σ pueden ser obtenidas mediante la expresión

$$\gamma^2 = j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon = (\alpha + j\beta)^2 \quad (65)$$

de donde se llega a que

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \frac{\text{neper}}{m} \quad (66)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right)} \frac{\text{rad}}{m} \quad (67)$$

Similar al caso del tema anterior la velocidad de fase esta dada por

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (68)$$

Por lo que sustituyendo (67) en (68)

$$v = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right)}} \quad (69)$$

4.1 INTRODUCCION

En la gran mayoría de los sistemas de comunicaciones, siempre se necesitará transferir una señal modulada desde un transmisor hasta un receptor. En algunos casos ésta labor, es relativamente sencilla al unir el transmisor con el receptor mediante una línea telefónica, una línea telegráfica o un cable coaxial. Sin embargo, en muchos sistemas tales como los enlaces de microondas para telefonía o televisión, en las comunicaciones espaciales ó inclusive en los sistemas de radiodifusión comerciales se requiere que el transmisor y el receptor esten acoplados a un medio que contiene aire o es el vacío (o ambos). Tales sistemas debén, como una consecuencia, utilizar algún tipo de antena en las etapas transmisora y receptora, para que sirva como un transductor que acopla la señal con el medio.

El principal objetivo de este tema es el de definir los principios básicos que regulan la transferencia de la potencia, desde la salida del transmisor hasta la entrada del receptor. Se hará el análisis exclusivamente para un sistema de microondas.

4.2 ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES

Se puede considerar que casi todos los sistemas de microondas están constituidos por los elementos mostrados en la figura 4.1. El objetivo del transmisor es el de suministrar a la antena transmisora, la señal portadora modulada con el nivel de potencia adecuado.

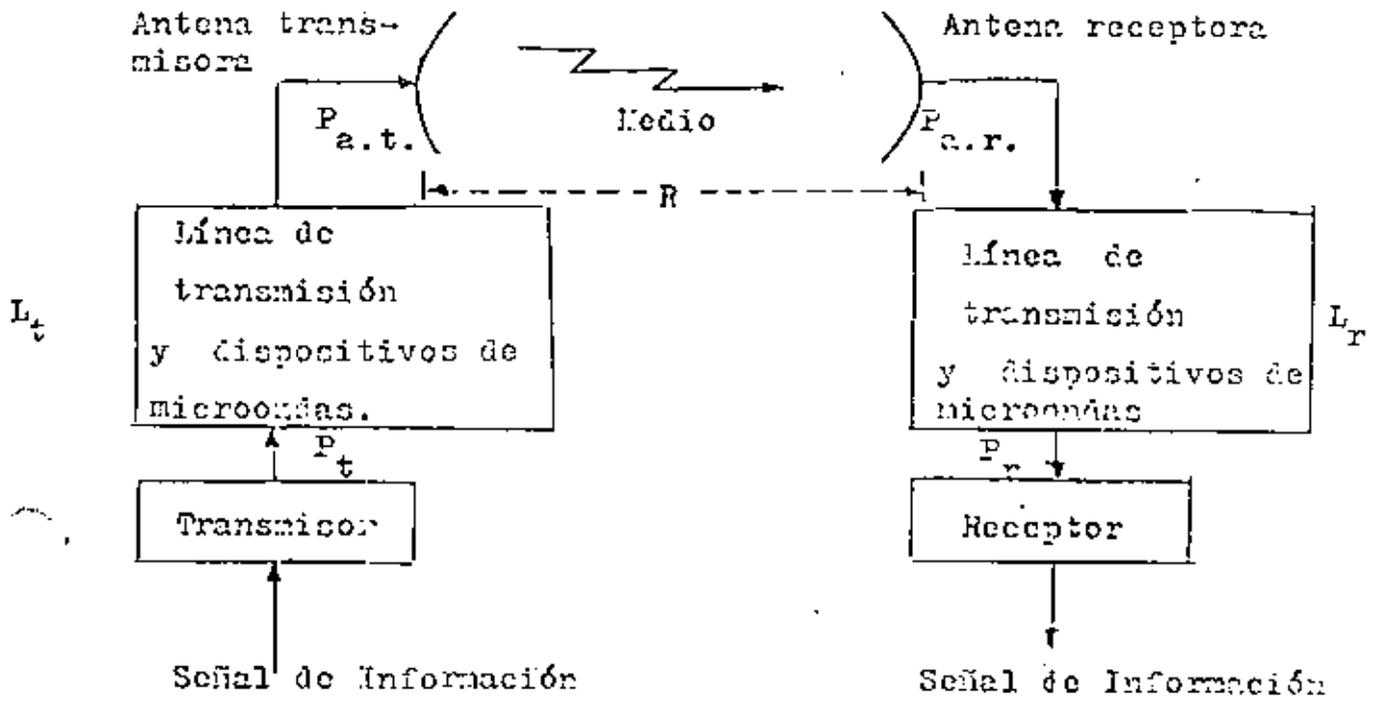


Fig.4.1 Elementos de un sistema de comunicaciones por microondas.

En algunos sistemas el transmisor puede consistir simplemente de un amplificador lineal de RF de alta potencia. En otros sistemas puede formar parte del proceso de modulación. De cualquier forma, el transmisor simplemente acepta el tipo de señal portadora de información que es apropiada para el sistema y la lleva a un nivel de potencia P_t . En algunos casos, tales como en ASK, podemos pensar P_t es la potencia pico de transmisión. En otros, como la modulación analógica, P_t es la potencia media. Como los calculos de potencia en los diversos puntos de un sistema generalmente se realizan en decibeles, si la potencia del transmisor es dada en Watts será necesario convertirla a dbm o dbW mediante las expresiones :

(4.1) -

$$P_t \text{ dbm} = 30 + 10 \log_{10} P_t$$

(4.2) -

$$P_t \text{ dbW} = 10 \log_{10} P_t$$

Para que la potencia P_t fluya desde el transmisor hasta la antena, se proporciona una línea de transmisión de RF (como una guía de onda o un cable coaxial) para que sirva de trayectoria a esta. Comúnmente en un sistema de microondas unidos a la línea de transmisión y for

mando parte de la trayectoria de la potencia, hay diversos dispositivos de microondas (tales como conectores, aisladores, acopladores direccionales, cambiadores de fase, elementos híbridos, estructuras acopladoras de impedancias, uniones giratorias, etc.). Pero todos estos dispositivos de microondas como la línea de transmisión producen atenuación. La atenuación total que haya a lo largo de la trayectoria desde el transmisor hasta la antena será llamada L_t .

(4.3) -

$L_t = \frac{\text{Potencia que es suministrada por el transmisor a la entrada de la línea de transmisión y dispositivos de microondas.}}{\text{Potencia a la salida de la línea de transmisión y dispositivos de microondas que es suministrada a la antena.}}$
--

También esta atenuación puede ser expresada como:

(4.4) -

$L_t = L_{l.t.} \cdot L_{d.m.}$

donde: $L_{l.t.}$ es la atenuación producida por la línea de transmisión.

$L_{d.m.}$ es la atenuación producida por los dispositivos de microondas

La atenuación es siempre una cantidad mayor que la unidad.

La atenuación puede expresarse en decibeles como:

$$L_{t_{db}} = 10 \log_{10} L_t = 10 \log_{10} (L_{l.t.} \cdot L_{d.m.})$$

$$L_{t_{db}} = 10 \log_{10} L_{l.t.} + 10 \log_{10} L_{d.m.}$$

$$(4.5) \quad - \quad \boxed{L_{t.d.b.} = L_{l.t.db} + L_{d.m.db}}$$

donde $L_{l.t.db}$ y $L_{d.m.db}$ son las atenuaciones producidas por la línea de transmisión y los dispositivos de microondas respectivamente expresadas en decibeles.

En la etapa receptora, hay una trayectoria similar que va desde la antena hasta el receptor, la atenuación que hay en ésta trayectoria será llamada L_r .

Para acoplar la potencia hacia el medio, es necesaria una antena. Aunque la mayoría de las antenas no tienen grandes pérdidas, siempre existen, y son debidas a pérdidas ohmicas y afectos relacionados con el diseño de las mismas. Estas pérdidas que ocurren en la antena son incluidas en uno de los parametros básicos de ella que es llamado ganancia de potencia y que más adelante se definirá. Comentarios similares son aplicables a la antena receptora.

Finalmente las antenas están separadas una distancia R , y la potencia disponible a la salida de la antena receptora, la indicaremos como $P_{a.r.}$, mientras que a la potencia a la entrada del receptor la indicaremos como P_r . También hay ruido acompañando a la señal, y uno de los principales esfuerzos en los sistemas de comunicaciones, es determinarlo. Sin embargo, se concentrará exclusivamente en determinar $P_{a.r.}$ y P_r , y para llegar a este fin primero se establecerán ciertos conceptos básicos de las antenas.

PARAMETROS BASICOS DE LAS ANTENAS

En esta sección se analizará, aquellos parámetros de una antena que afectan al desempeño total del sistema y que llevan al entendimiento de la función de una antena, como un elemento acoplador de potencia. Esto es, se tratará a una antena como un transductor, que acopla la potencia contenida en una línea de transmisión al espacio y viceversa.

Los parámetros que describen las propiedades de una antena son:

- a) La impedancia de entrada
- b) La eficiencia de radiación
- c) El patrón de radiación
- d) La directividad
- e) La ganancia de la antena
- f) El área efectiva
- g) La polarización

Impedancia de Entrada

La impedancia de entrada es un parametro, que describe a la antena como un elemento de circuito. Es de primordial importancia para determinar la eficiencia con que se transfiere la potencia en la línea de transmisión a la antena y viceversa. Para alimentar o utilizar una antena de manera eficiente, su impedancia debe acoplarse a la de la línea de transmisión. El acoplamiento de impedancias entre la antena y la línea de transmisión es generalmente expresada en términos de la relación de onda estacionaria (S.W.R. ó R.O.E.) ó del coeficiente de reflexión en la antena cuando esta es conectada a una línea de transmisión de una impedancia dada. El coeficiente de reflexión expresado en decibelios es conocido como pérdida de retorno.

Eficiencia de Radiación

La eficiencia de radiación de una antena, es la relación de la potencia radiada a la potencia neta aceptada por la antena en sus terminales, durante el proceso de radiación

$$(4.6) \quad K = \frac{\text{Potencia radiada}}{\text{Potencia aceptada por la antena transmisora en sus terminales}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{a.t.}}}$$

La diferencia de la potencia aceptada por la antena y la potencia radiada es la potencia que se disipa en la antena .

$$(4.7) \quad \text{Potencia disipada en la antena} = P_{\text{a.t.}} - P_{\text{rad.}}$$

La eficiencia de radiación es una propiedad inherente de la antena y no depende de tales factores del sistema, como son desacoplamientos de impedancias ó de la polarización.

Patrón de Intensidad de Radiación

Las antenas no radian la potencia uniformemente en todas las direcciones del espacio. Las antenas tienen la habilidad de concentrar la potencia radiada en cierta ó ciertas direcciones, o en el caso de una antena receptora la de absorber en forma efectiva la potencia incidente

en cierta ó ciertas direcciones . Para especificar estas características direccionales de una antena, primero se definirá una cantidad conocida como intensidad de Radiación .

Utilizando un sistema de coordenadas esféricas centrado en una antena, como se muestra en la figura 4.2

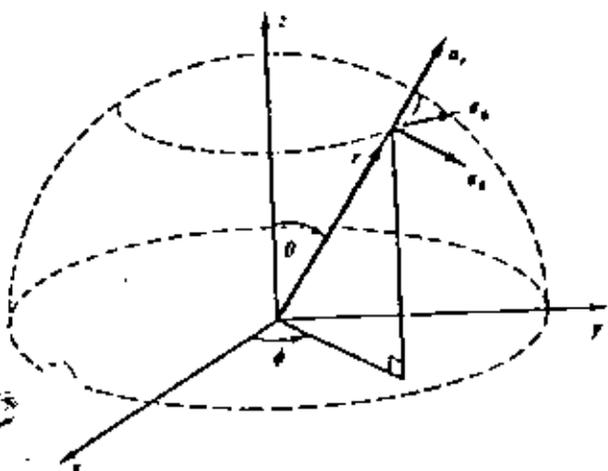
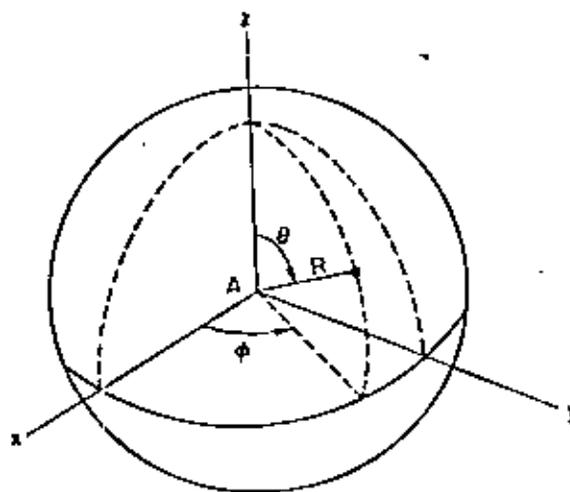


Fig. 4.2

Coordenadas Esféricas.



Para una distancia radial grande , R , desde la antena radiadora los campos eléctrico \vec{E} y magnético \vec{H} son ortogonales en un plano normal al radio vector r , por lo tanto la potencia radiada por una unidad de área dada por el vector de Poynting \vec{S} , es totalmente radial

($\vec{S} = S_r \vec{a}_r$, $S_\theta = S_\phi = 0$). La magnitud del vector de Poynting puede ser calculada mediante

$$(4.8) \quad S = S_r = \frac{E^2}{\eta_0} \left[\frac{\text{Watts}}{\text{m}^2} \right]$$

donde : E es el valor RMS del campo eléctrico que varía intensamente con la distancia .

η_0 es la impedancia del espacio libre = 120 π ohms.

Para una distancia $r=R$ y haciendo referencia en la figura 4.3 , se observa que hay R^2 , metros cuadrados de superficie por unidad de ángulo sólido (esteradian), por lo tanto se definirá la Intensidad de Radiación , $V(\theta, \phi)$ en una dirección dada como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en esa dirección, esto es :

$$(4.9) \quad V(\theta, \phi) = r^2 S_r = \frac{r^2 E^2}{\eta_0} \left[\frac{\text{Watts}}{\text{esteradian}} \right]$$

$$ds = r^2 d\Omega$$

$da =$ elemento de ángulo sólido.

$$d\Omega = \text{seno } \theta \, d\theta \, d\phi$$

$$ds = r^2 \text{ seno } \theta \, d\theta \, d\phi$$

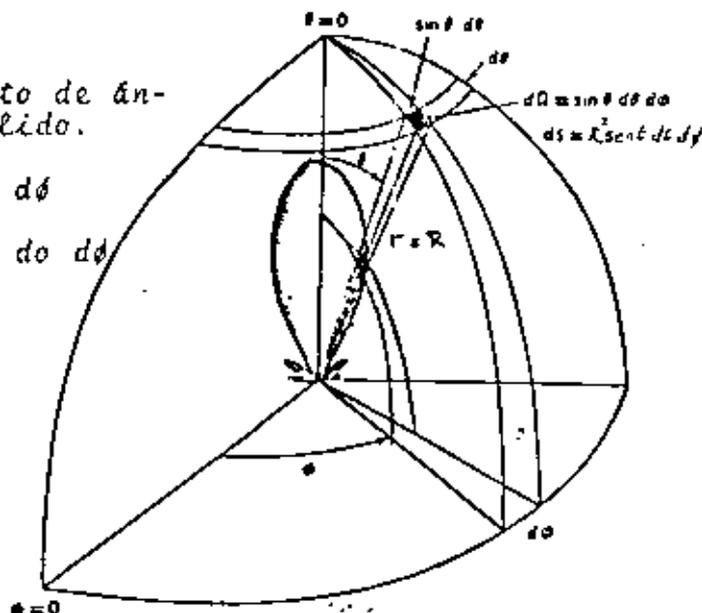


Fig 4.3

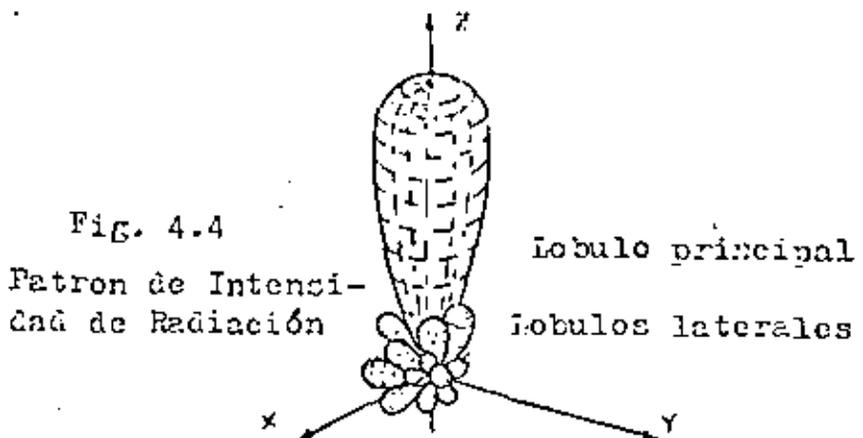
Se debe hacer la observación de que la intensidad de radiación es independiente de r . La potencia total radiada está dada por

$$(4.10) \quad P_{\text{rad}} = \iint v(\theta, \phi) d\Omega = \iint v(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

y ya que hay 4π esteradianes de ángulo sólido total, la intensidad de radiación media, v_0 , es igual a

$$(4.11) \quad v_0 = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} = \frac{\iint v(\theta, \phi) d\Omega}{4\pi} \quad \frac{\text{Watts}}{\text{esteradian}}$$

Graficando a $v(\theta, \phi)$ como una función de las direcciones angulares θ y ϕ se obtiene el patrón de intensidad de radiación absoluto, el cual describe la intensidad de radiación en cualquier dirección espacial. Obviamente al considerar todos los valores posibles de θ y ϕ , el patrón de intensidad de radiación aparece como una superficie, como se ilustra en la figura 4.4



En muchos sistemas de comunicaciones se requiere, que la antena transmisora concentre la mayor parte de su

de su potencia radiada en una sola dirección, aquella del receptor. En este caso el patrón de radiación de la antena deberá contener un lóbulo principal grande en su superficie. Generalmente otros lóbulos menores o laterales también aparecerán.

El receptor recibirá la máxima potencia posible si la antena transmisora esta físicamente orientada de manera que el pico del lóbulo principal este en la dirección del receptor.

Es obvio que los lóbulos laterales representan un desperdicio de potencia, ya que ésta es radiada en direcciones no deseadas. Por lo tanto, es deseable mantener estos lóbulos lo más pequeño posible. Con un cuidado razonable en el diseño, los picos de los lóbulos laterales se pueden mantener de 20 a 30 db, abajo del valor pico del lóbulo principal. Con un diseño muy cuidadoso estos valores pueden extenderse desde 30 hasta más de 40 d.b.

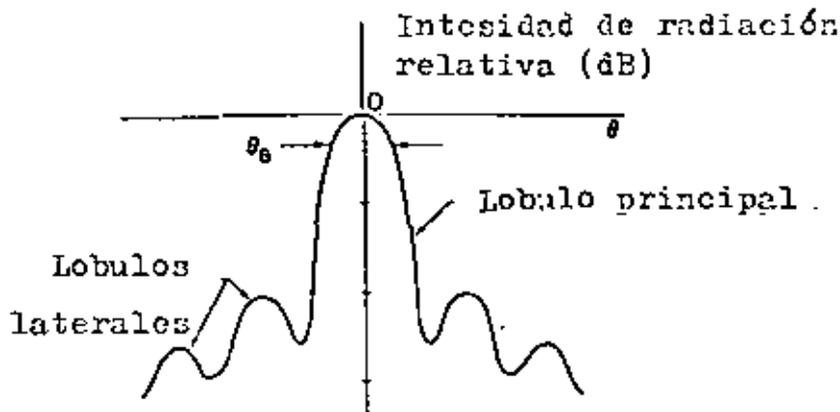
Una antena es un elemento recíproco. Esto es, la potencia a la salida de la antena cuando esta es utilizada como receptora para una onda radiada de una antena transmisora distante, será determinada por el patrón de intensidad de radiación. De esta forma, la potencia de salida será máxima para una fuente que este en la dirección del máximo del lóbulo principal y variará de acuerdo al patrón de intensidad de radiación para otras direcciones, suponiendo que la fuente distante radia una potencia constante y se mantiene a la misma distancia radial.

Si $v(\theta, \phi)$ es expresada en términos de un valor en cierta dirección de referencia, al graficarla se obtiene un patrón de intensidad de radiación relativo, comunmente llamado patrón de radiación. Es costumbre tomar la dirección de referencia como aquella en que $v(\theta, \phi)$ es máxima. De esta forma, la cantidad que se grafica es $v(\theta, \phi)/v_m$ donde v_m es el máximo valor de $v(\theta, \phi)$. Así el máximo valor en un patrón de radiación es la unidad. En muchos casos donde el patrón de radiación tiene un lóbulo principal dominante ó el patrón de radiación es simétrico no es necesario analizarlo en tres dimensiones. Su comportamiento puede quedar adecuadamente determinado en dos planos ortogonales que contengan al máximo del lóbulo principal. En la figura 4.5 se ilustra un posible patrón a lo largo de uno de esos planos tanto en forma lineal (a) como polar (b).

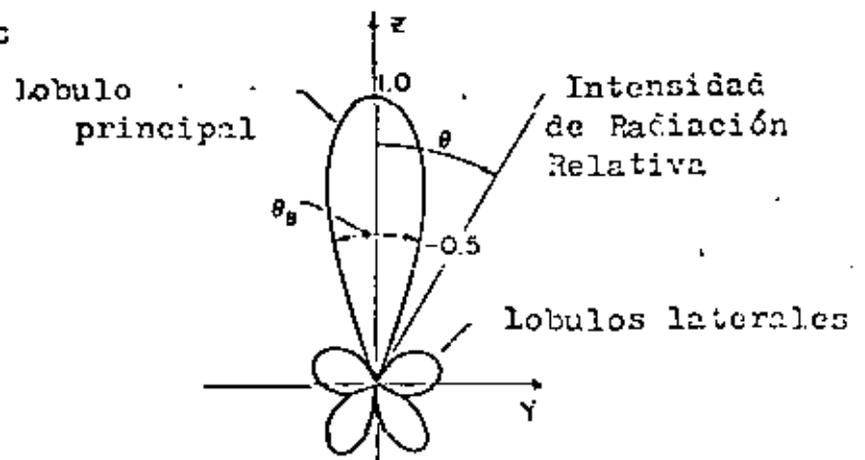
En un patrón de radiación lineal, se utiliza un sistema de coordenadas rectangulares donde en el eje de las abscisas esta indicada la variación angular (θ ó ϕ) y en el eje de las ordenadas esta indicada la intensidad de radiación relativa ($v(\theta, \phi)/v_m$) que puede también estar expresada en decibeles ($10 \log_{10} v(\theta, \phi)/v_m$). Un patrón de radiación polar consiste de un radio que gira sobre un plano y cuyo valor es igual a la intensidad de radiación relativa ($v(\theta, \phi)/v_m$), este tipo de patrón es útil para visualizar la cobertura de la radiación de la antena alrededor de 360° . El valor del radio puede estar expresado en decibeles. En la figura 4.5b se ilustran los lóbulos laterales típicos y la radiación trasera.

La separación angular entre los puntos del patrón de

radiación que están a 3db.(0.5) debajo del valor máximo es llamada ancho del haz. En los dos patrones ortogonales, llamados patrones planos principales, se designará a estos anchos del haz con θ_B y θ_B . Esta separación angular puede estar dada en radianes o grados.



(a) coordenadas lineales



(b) coordenadas polares

Fig. 4.5

Ganancia.-

Un parametro importante de una antena es su ganancia. La ganancia es una medida de la habilidad de una antena, de concentrar la radiación en cierta o ciertas direcciones. Hay dos tipos de ganancia, que aunque son diferentes estan relacionadas una con otra y son : la ganancia directiva y la ganancia de potencia.

Ganancia Directiva

La ganancia directiva, $G_D(\theta, \phi)$, en una dirección dada, se define como la relación de la intensidad de radiación producida por la antena en esa dirección, a la intensidad de radiación media

$$G_D(\theta, \phi) = \frac{V(\theta, \phi)}{V_0} = \frac{V(\theta, \phi)}{P \text{ rad}/4\pi}$$

$$(4.12) \quad G_D(\theta, \phi) = \frac{4\pi V(\theta, \phi)}{P \text{ rad}} = \frac{4\pi V(\theta, \phi)}{\iint V(\theta, \phi) d\Omega}$$

La directividad, D , de una antena es su máxima ganancia directiva. Mientras la ganancia directiva es una función de los ángulos (θ, ϕ) que deben ser especificados, la directividad es una constante que debe ser especificada en una dirección particular.

$$(4.13) \quad D = \frac{4\pi V_m}{P \text{ rad}} = \frac{4\pi V_m}{\iint V(\theta, \phi) d\Omega} \quad V_m = V(\theta, \phi)_{\max}$$

En la práctica comúnmente G_D (sin ninguna especificación de ángulo) se utiliza de manera intercambiable con D para designar la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

La ecuación de la directividad también puede ser escrita como :

$$(4.14) \quad D = \frac{4\pi V_m}{\iint V(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\iint \frac{V(\theta, \phi)}{V_m} d\Omega} = \frac{4\pi}{B}$$

donde B se define como el área del haz

$$(4.15) \quad B = \iint \frac{V(\theta, \phi)}{V_m} d\Omega$$

El área del haz es un ángulo sólido a través del cual toda la potencia radiada pasaría si la intensidad de radiación fuera igual a V_m sobre todo el haz. Define un patrón de la antena equivalente. Si θ_B y ϕ_B son los anchos del haz en los dos planos ortogonales principales, el área del haz Ω es aproximadamente igual a $\theta_B \phi_B$. Sustituyendo en la ecuación (4.14) nos da

$$(4.16) \quad D = \frac{4\pi}{\theta_B \phi_B}$$

donde θ_B y ϕ_B deben estar dados en radianes. Si θ_B y ϕ_B están dados en grados, entonces :

$$(4.17) \quad D = \frac{41253}{\theta_B \phi_B}$$

De las últimas dos ecuaciones se puede ver un valor de directividad grande, esta asociado a anchos del haz muy angostos.

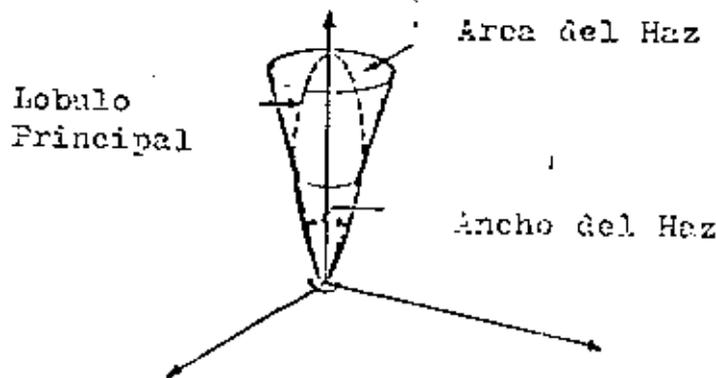


Fig. 4.6

La directividad, D , puede ser expresada en deciboles

como:

(4.18)

$$D_{db} = 10 \log_{10} D$$

La definición de la ganancia directiva está basada totalmente en potencias radiadas, por lo tanto no toma en cuenta la potencia de R.F. disponible en las terminales de la antena y la eficiencia de radiación de esta. De manera que se puedan tomar en cuenta los efectos anteriores se definirá una segunda cantidad llamada ganancia de potencia

Ganancia de Potencia

Una antena isotrópica, se define como una antena sin pérdidas que radia uniformemente la potencia en todas direcciones. Una antena isotrópica no es físicamente realizable. Sin embargo es útil imaginarse tal antena y utilizarla como referencia, para comparar antenas reales con ella. Para una antena isotrópica, si $P_{a.t.}$ es la potencia de entrada, como no hay pérdidas, la intensidad de radiación en cualquier dirección es una constante dada por:

(4.19)

$$\text{Intensidad de radiación} = V_0 = r^2 S_0 = \frac{P_{a.t.}}{4\pi} \left[\frac{\text{Watts}}{\text{steradian}} \right]$$

La ganancia de potencia $G(\theta, \phi)$ en una dirección dada, esta definida, como la relación de la intensidad de radiación producida por una antena, en dicha dirección a la intensidad de radiación producida por una antena iso -

trópica con la misma potencia de entrada

$$G(\theta, \phi) = \frac{V(\theta, \phi)}{V_0} = \frac{V(\theta, \phi)}{P_{a.t.} / 4\pi}$$

$$(4.20) \quad - \quad \boxed{G(\theta, \phi) = \frac{4\pi V(\theta, \phi)}{P_{a.t.}}}$$

De acuerdo a esta definición, la ganancia de una antena isotrópica es igual a la unidad e independiente de la dirección .

Comunmente a la máxima ganancia de potencia se le designa con el nombre de ganancia de la antena G (sin ninguna especificación de los ángulos).

$$(4.21) \quad - \quad \boxed{G = G(\theta, \phi)_{max} = \frac{4\pi V(\theta, \phi)_{max}}{P_{a.t.}}}$$

Ya que la eficiencia de radiación de la antena, K , es ta dada por

$$(4.22) \quad - \quad \boxed{P_{rad} = K P_e}$$

podemos relacionar la ganancia de la antena y la directiva utilizando la ecuación (4.22) mediante la expresión

$$(4.23) \quad \boxed{G = K D}$$

Se observa que si la antena no tiene pérdidas la potencia de entrada P_e es la potencia radiada P_{rad} , de manera que $K=1$ y la ganancia de la antena y la directividad son iguales.

Si la antena tiene pérdidas, la eficiencia de radiación K es menor que la unidad y la ganancia de la antena es menor que la directividad.

La directividad D nunca es menor que la unidad, su valor debe encontrarse entre 1 e infinito ($1 \leq D \leq \infty$). En cambio, el valor de la ganancia de la antena debe encontrarse entre 0 e infinito ($0 \leq G \leq \infty$).

La ganancia de la antena puede ser expresada en decibelios como :

(4.24)

$$G_{db} = 10 \log_{10} G$$

En cálculos de potencia en sistemas de comunicaciones, debe utilizarse siempre la ganancia de la antena ya que incluye las pérdidas introducidas por la antena. La directividad ó la ganancia directiva tiene importancia en consideraciones de cobertura y en factores relacionados, con el ancho del haz de la antena.

Debe hacerse notar que la ganancia de potencia solo incluye las pérdidas disipativas de la antena, pero no incluye pérdidas que surgen por desacoplamientos de impedancias o por la polarización.

Las definiciones de ganancia de potencia y de ganancia directiva fueron descritas en términos de una antena transmisora. Uno de los teoremas fundamentales de la teoría de antenas, es el de reciprocidad. Que enuncia que bajo

ciertas condiciones, los patrones de radiación y de recepción de una antena son los mismos. Así las definiciones de ganancia son aplicables tanto cuando la antena se utiliza para transmisión, como cuando se utiliza para recepción. La única diferencia práctica, de la cual debe hacerse mención entre las antenas transmisoras y receptoras, es que una antena transmisora debe ser capaz de soportar mayores potencias.

La densidad de potencia $S_r(\theta, \phi)$, ó flujo de potencia por unidad de área en el frente de onda transmitido a una distancia R desde la antena en la dirección (θ, ϕ) , puede ser determinado de las ecuaciones (4.21) y (4.9).

$$(4.25) \quad G(\theta, \phi) = \frac{4\pi V(\theta, \phi)}{P_{a.t.}} = \frac{4\pi r^2 S_r(\theta, \phi)}{P_{a.t.}}$$

para la distancia $r=R$

$$(4.26) \quad G(\theta, \phi) = \frac{4\pi R^2 S_r(\theta, \phi)}{P_{a.t.}}$$

de donde

$$(4.27) \quad S_r(\theta, \phi) = \left[\frac{P_{a.t.}}{4\pi R^2} \right] G(\theta, \phi)$$

Relación Frontal - Trasera

La relación frontal trasera es la relación de la directividad de una antena a la ganancia directiva en una dirección específica hacia atrás

$$(4.28) \quad \text{Relación Frontal} = \frac{D}{G_D(\theta, \phi)}$$

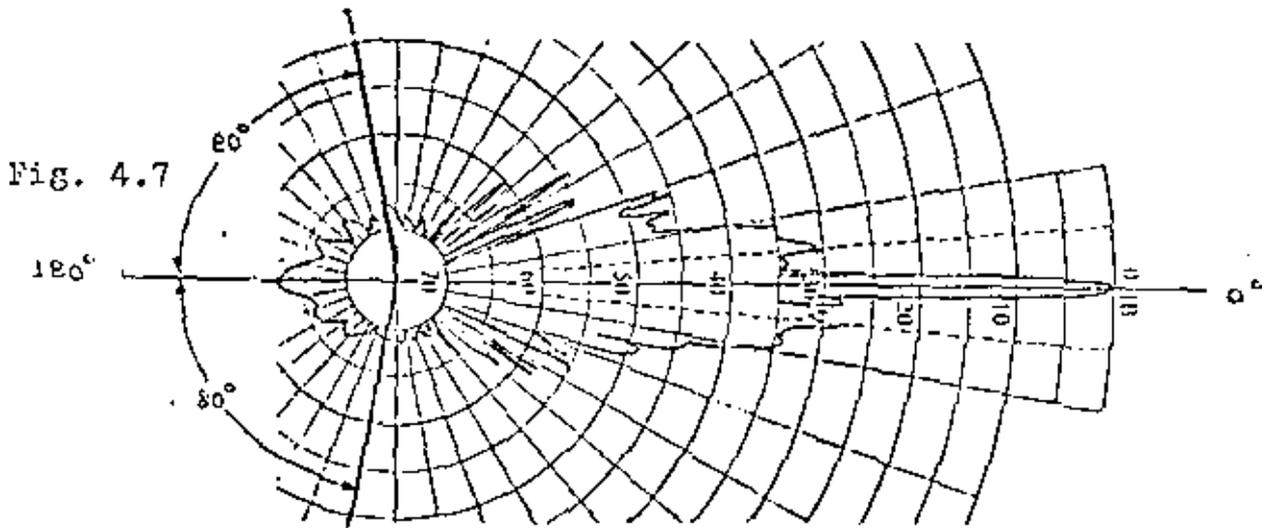
Trasera

en decibeles

(4.29)

$$\left. \begin{array}{l} \text{Relación Frontal} \\ \text{Trasera} \end{array} \right\} \text{db} = D_{db} - G_D(\theta, \phi)$$

La ganancia directiva generalmente es la del lobulo de mayor intensidad localizado en la región de $180^\circ \pm 80^\circ$ desde el lobulo principal



* Valor para antenas de alto desempeño, en antenas mas sencillas puede ser un ángulo menor.

Area Efectiva

Una antena receptora extrae la potencia de las ondas que inciden en ella y la alimenta al receptor a través de una línea de transmisión. La cantidad de potencia extraída depende de la orientación de la antena, de la polarización de las ondas y del acoplamiento de impedancias en el receptor. Las características directivas de una antena receptora pueden ser descritas considerando que posee una área ó apertura, $A(\theta, \phi)$, que extrae la potencia de las ondas que inciden en ella. Se definirá esta área ó apertura en una dirección dada, como la relación entre la

potencia recibida, que aparece en las terminales de la antena, cuando esta acoplada al sistema y la densidad de potencia de la onda incidente en esa dirección .

(4.30)

$$A(\theta, \phi) = \frac{P_{a.r.}}{S_{\lambda}(\theta, \phi)} \quad m^2$$

Esta apertura esta relacionada con la ganancia de potencia por la expresión:

(4.31)

$$A(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi)$$

no se da demostración de esta ecuación, debido a que se requiere entrar en bastantes detalles de la teoría de antenas.

Cuando la antena receptora esta orientada para obtener la máxima potencia de recepción, se obtiene la máxima área o apertura de la antena conocida como área efectiva ó apertura efectiva A_e

(4.32)

$$A_e = A(\theta, \phi) \max$$

El área efectiva A_e esta relacionada con la verdadera área física A de una antena por.

(4.33)

$$A_e = \eta A$$

donde η es llamada la eficiencia de la apertura y $0 < \eta < 1$. Si todas las porciones posibles del área física de una antena estuvieran captando (o radiando) potencia con la misma intensidad, resultaría una apertura con la máxima efi-

ciencia posible ($\eta = 1.0$)

La apertura o área efectivá. A_e , esta relacionada con el área de la antena por la expresión

$$(4.34) \quad A_e = \frac{\lambda^2}{4\eta} G \quad [m^2]$$

De esta última ecuación, se ve que para una antena isotrópica donde la ganancia es igual a la unidad, su área efectiva esta dada por

$$(4.35) \quad A_{e_{isot.}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

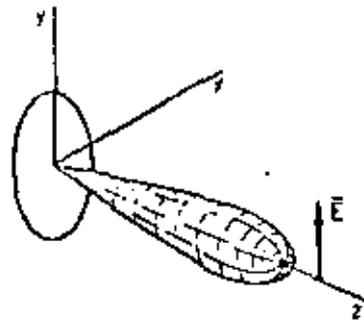
Polarización

La polarización de una onda electromagnética, se define como la dirección del vector de campo eléctrico de la onda. La polarización de una antena, es por definición la polarización de la onda electromagnética radiada por ella en una dirección dada. El lóbulo principal del patrón de radiación, generalmente es normal al plano radiador de la antena, como se ilustra en la figura 4.8. Si la vertical local en la antena es el eje "y" y el campo eléctrico esta contenido en un plano vertical, como se muestra en la figura 4.8(a) la radiación, se dice que esta polarizada verticalmente. Si el campo eléctrico esta contenido en un plano horizontal como se muestra en la figura 4.8 (b), la radiación se dice que esta polarizada horizontalmente. Ambos tipos de polarización, son casos especiales de la polarización lineal que se muestra en la figura 4.8 (c), aquí el campo eléctrico es-

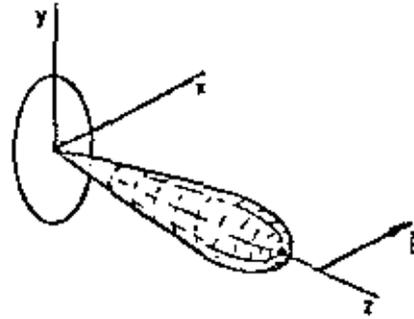
ta todavía contenido en un plano pero tiene componentes vertical y horizontal, que están en fase en el tiempo. Si el lobulo principal de la antena apunta en otra posición diferente de la horizontal, las polarizaciones vertical y horizontal pierden su significado y se convierten simplemente en polarizaciones lineales.

Algunos sistemas están diseñados, para transmitir ondas cuyo campo eléctrico tiene componentes vertical y horizontal pero que están fuera de fase en el tiempo. De este caso quizá el mas útil es la polarización circular, donde las componentes horizontal y vertical del campo eléctrico, tienen la misma magnitud pero están $\pm 90^\circ$ fuera de fase en el tiempo. Si la componente horizontal esta atrasada 90° con respecto a la componente vertical, el campo vertical gira con respecto al tiempo, en el sentido contrario de las manecillas del reloj en el plano xy , Si alguien se localizará en la antena y viera alejarse la onda de la antena, vería lo que se denomina polarización circular izquierda. Si la componente horizontal se adelanta 90° a la componente vertical, el campo resultante gira con respecto al tiempo en el sentido de las manecillas del reloj en el plano xy y es llamada polarización circular derecha. La polarización circular es un caso especial de una mas general llamada polarización elíptica, donde las dos componentes lineales tienen amplitudes y fases en el tiempo arbitrarias. La polarización elíptica no ha tenido una utilización práctica.

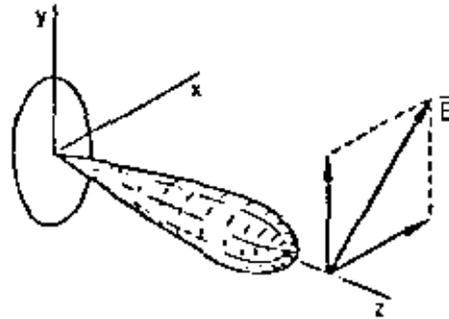
Fig. 4.8 polarizaciones



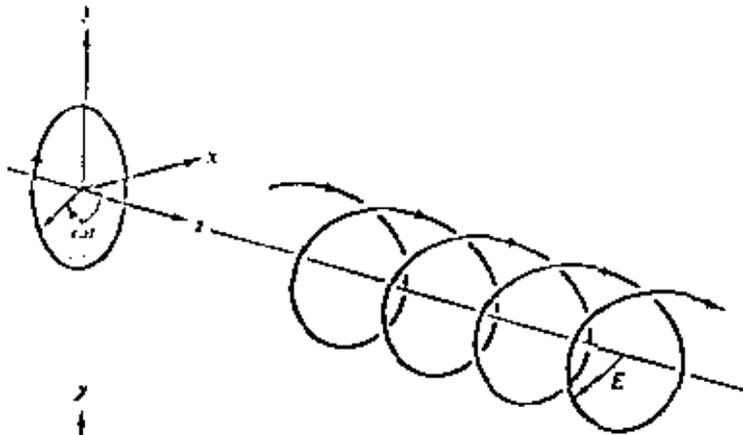
(a) Vertical



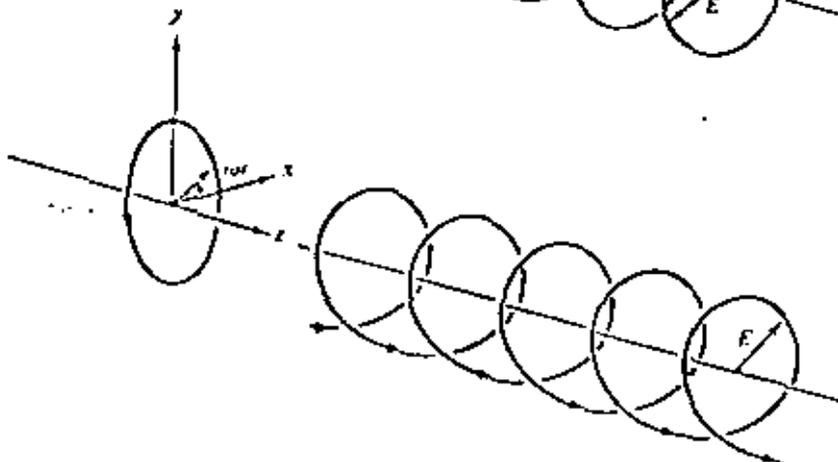
(b) Horizontal



(c) Lineal arbitraria



Polarización
Circular Izquierda



Polarización
Circular Derecha

Es necesario que las antenas transmisora y receptora de un enlace de comunicaciones tengan la misma polarización. Si no tienen la misma polarización una cierta cantidad de potencia radiada no podrá ser captada por la antena receptora.

La potencia recibida en una antena en caso de que las antenas transmisora y receptora no tengan la misma polarización (lineal) ésta dada por

$$(4.36) \quad P_{a.r.} = (P_{a.r.})_{max} \cos^2 \alpha$$

donde : $(P_{a.r.})_{max}$ es la potencia que se recibiría si las antenas transmisora

y receptora tuvieran la misma polarización.

α . ángulo entre las orientaciones relativas de la polarización de las antenas transmisora y receptora.

Debido a la forma y defectos en la construcción, las antenas generalmente radian potencia con una polarización diferente a la deseada, la componente del campo eléctrico de esta radiación, que es perpendicular a la polarización deseada es conocida como polarización cruzada.

Generalmente los fabricantes de antenas proporcionan, el patrón de radiación de la antena tanto para pola

rización vertical como horizontal y además los patrones de radiación de la polarización cruzada para cada una de las polarizaciones anteriores.

Una cantidad también especificada por los fabricantes, es

la discriminación de polarización cruzada de la antena, que es la relación de la intensidad de radiación del lóbulo principal a la intensidad de radiación del mayor lóbulo de polarización cruzada, dentro de un ancho de haz de 10db (0.1) abajo del máximo valor del lóbulo principal

$$(4.37) \quad \text{Discriminación de la Polarización Cruzada} = \frac{V_r}{V_{\text{máx. de la polarización cruzada}}}$$

Comunmente esta cantidad viene expresada en decibeles.

4.4 ATENUACION

La potencia recibida en una antena localizada a una distancia R desde la antena transmisora puede ser determinada utilizando la ecuación (4.30). En forma general cuando la configuración de las antenas es la mostrada en la figura 4.9 la potencia recibida que aparece en las terminales de la antena receptora cuando esta acoplada al sistema viene dada por

$$P_{a.r.} = S_r(\theta, \phi) \cdot A(\theta', \phi') \quad (4.38)$$

Las cantidades no primas y primas se refiere a los parametros asociados con las coordenadas situadas en la antena transmisora y la antena receptora respectivamente.

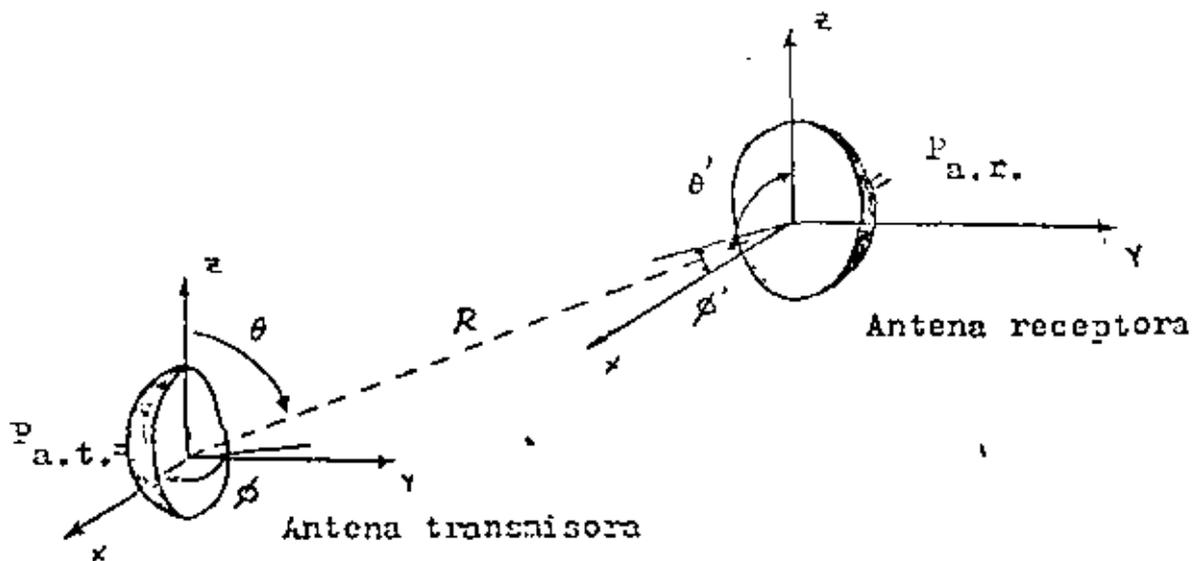


FIG. 4.9

Utilizando las ecuaciones (4.87) y (4.3) tenemos que

$$S_T(\theta, \phi) = \left[\frac{P_{a.t.}}{4\pi R^2} \right] G_T(\theta, \phi) \quad (4.39)$$

y

$$A(\theta', \phi') = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R(\theta', \phi') \quad (4.40)$$

por lo que sustituyendo en (4.38) obtenemos

$$P_{a.r.} = \left[\frac{P_{a.t.}}{4\pi R^2} \right] G_T(\theta, \phi) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R(\theta', \phi') \cos^2 \alpha$$

$$P_{a.r.} = P_{a.t.} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_T(\theta, \phi) G_R(\theta', \phi') \cos^2 \alpha \quad (4.41)$$

El factor $\cos^2 \alpha$ es requerido para tomar en cuenta las orientaciones relativas de las polarizaciones de las antenas transmisora y receptora.

Cuando ambas antenas están alineadas en sus direcciones de máxima ganancia y tienen la misma polarización la ecuación (4.41) se reduce a:

$$P_{a.r.} = P_{a.t.} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_T G_R \quad (4.42)$$

donde G_T es la ganancia de la antena transmisora

G_R es la ganancia de la antena receptora

Por lo tanto de acuerdo a (4.42) la atenuación en la trayec

toría desde la antena transmisora hasta la antena receptora es:

$$\boxed{\frac{P_{a.t.}}{P_{a.r.}} = \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_T G_R}} \quad (4.43)$$

Para antenas isotrópicas, $G_T = G_R = 1$, por lo tanto la atenuación entre dos antenas isotrópicas es:

$$\left[\frac{P_{a.t.}}{P_{a.r.}} \right]_{ISOT} = \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (4.44)$$

Esta última expresión es conocida también con el nombre de atenuación en el espacio libre y se le indica con las letras L_f , es decir

$$\boxed{L_f = \left[\frac{P_{a.t.}}{P_{a.r.}} \right]_{ISOT} = \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2} \quad (4.45)$$

Utilizando la ecuación (4.45) podemos escribir la ecuación (4.43) que nos representa la atenuación entre dos antenas (transmisora y receptora) de ganancias G_T y G_R como

$$\boxed{\frac{P_{a.t.}}{P_{a.r.}} = \frac{L_f}{G_T G_R}} \quad (4.46)$$

Si se toman en consideración las pérdidas en las líneas de transmisión y los dispositivos de microondas en las etapas transmisora y receptora, se puede encontrar la relación entre la potencia de salida del transmisor y la potencia a la entrada del receptor.

Considerando que hay acoplamiento de impedancias en el sistema, tenemos que:

$$L_t = \frac{P_t}{P_{a.t.}} \quad (4.47)$$

y

$$L_r = \frac{P_{a.r.}}{P_r} \quad (4.48)$$

Utilizando (4.47) y (4.48) en (4.46)

$$\boxed{\frac{P_t}{P_r} = \frac{L_f L_t L_r}{G_T G_R}} \quad (4.49)$$

4.5 OBSERVACIONES SOBRE LA PROPAGACION DE LAS ONDAS DE RADIO. ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE. POTENCIA A LA ENTRADA DEL RECEPTOR.

Propagación.

Debido a que la trayectoria del haz de radio muchas veces se le designa como línea de vista, se piensa que esta es una línea que va desde la antena transmisora hasta la antena receptora a través del espacio. El hecho es de que no es una línea, ni la trayectoria es recta. La atmósfera que rodea a la tierra tiene características no uniformes de temperatura, presión y humedad relativa que son los parámetros que determinan el índice de refracción n y por lo tanto la velocidad de propa

gación v ($v=c/n$). La atmósfera terrestre es un medio refrac-
 tivo que tiende hacer que la trayectoria del haz de radio se
 doble y que el horizonte aparezca mas alejado o mas cercano.
 También afecta a que la trayectoria este libre de obstaculos
 como mas adelante se analizara. Otros efectos que influyen
 la propagación de las ondas en la atmosfera son la absorción
 de potencia por los gases atmosfericos, la lluvia, la niebla
 y la nieve.

Atenuación en el Espacio Libre.

A pesar de que la atmósfera y el terreno sobre el cual el haz
 de radio viaja tienen un efecto modificante en la pérdida de
 potencia en la trayectoria de radio; existe, para una distan-
 cia y frecuencia dada, una pérdida característica. Esta es
 conocida como pérdida de espacio libre, ecuación (4.45). Esta
 pérdida se incrementa con la distancia y la frecuencia.

La pérdida de espacio libre se define como la pérdida que se
 obtendría entre dos antenas isotrópicas en el espacio libre,
 donde no hay influencias de la atmósfera y del terreno, en
 otras palabras, donde no existen efectos de reflexión, refrac-
 ción, difracción ó absorción.

Los diagramas para determinar la pérdida en la trayectoria de
 una transmisión de microondas generalmente se preparan en base
 de la pérdida en el espacio libre entre dos antenas isotrópicas,

y las ganancias de las antenas están especificados con respecto a la ganancia de una antena isotrópica. Estas ganancias se pueden aplicar fácilmente para obtener la pérdida desde la salida de la línea de transmisión en la etapa transmisora, hasta la entrada de la línea de transmisión en la etapa receptora, ecuación (4.46).

Naturaleza de la Pérdida en el Espacio Libre.

La potencia radiada se pierde en el espacio primordialmente por la dispersión de ella en el frente de onda a medida que viaja a través del espacio, de acuerdo con la ley del inverso del cuadrado. Solo una pequeña cantidad de la potencia que es radiada desde la antena transmisora llega a la antena receptora. El resto se dispersa sobre el área del frente de onda afuera del área de captura de la antena receptora.

Formula de la Atenuación en el Espacio Libre.

La atenuación en el espacio libre está dada por la ecuación (4.45).

$$G_f = \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4 \pi R f}{v} \right)^2 \quad (4.50)$$

Como en los sistemas de microondas R se expresa en kms., f en GHz y tomando en cuenta que para el espacio libre $v = 3 \times 10^8$ m/s, se puede expresar a G_f como

$$L_f = \left[\frac{4\pi R(10^3) f(10^9)}{3(10^8)} \right]^2 = \left[\frac{4}{3} \pi R_f (10^4) \right]^2 \quad (4.51)$$

Pero para calculos en el sistema hay que expresar a G_f en de cibeles

$$L_{f_{db}} = 10 \log_{10} \left[\frac{4}{3} \pi R_f (10^4) \right]^2$$

$$L_{f_{db}} = 20 \log_{10} \left[\frac{4}{3} \pi \right] + 20 \log_{10} R + 20 \log_{10} f + 80$$

$$L_{f_{db}} = 92.44 + 20 \log_{10} R + 20 \log_{10} f \quad (4.52)$$

R = distancia de la trayectoria en km

f = frecuencia en GHz.

Determinación de la Potencia a la Entrada del Receptor.

La potencia a la entrada del receptor puede determinarse uti lizando la ecuación (4.49).

$$P_r = P_t G_T G_R \frac{1}{L_f L_t L_r} \quad (4.53)$$

expresando esta ecuación en decibeles, tenemos que

$$P_{r_{db}} = P_{t_{db}} + G_{T_{db}} + G_{R_{db}} + L_{f_{db}} + L_{t_{db}} + L_{r_{db}} \quad (4.54)$$

$P_{r_{db}}$ = potencia a la entrada del receptor

$P_{t_{db}}$ = potencia a la salida del transmisor (dbm)

$G_{t_{db}}$ = ganancia de la antena transmisora

$G_{R_{db}}$ = ganancia de la antena receptora

$L_{f_{db}}$ = pérdida en el espacio libre

$L_{t_{db}}$ = pérdidas en la línea de transmisión y dispositivos de microondas en la etapa transmisora.

$L_{r_{db}}$ = pérdidas en la línea de transmisión y dispositivos de microondas en la etapa receptora.

Hay que recordar que en esta ecuación no se incluyen pérdidas por efectos atmosféricos ni pérdidas debidas a la influencia del terreno.

4.6 GANANCIA DE UNA ANTENA PARABOLIA

A una frecuencia dada la ganancia de una antena parabólica es una función del área efectiva y puede ser expresada por la fórmula

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (4.55)$$

donde el área efectiva está relacionada con el área física de la parabola por la eficiencia de apertura η .

$$A_e = \eta A \quad (4.56)$$

Podemos considerar que el área física de una antena parabólica de diámetro D está dada por

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad (4.57)$$

por lo tanto el área efectiva será

$$A_e = \eta \frac{\pi D^2}{4} \quad (4.58)$$

y la ganancia de la antena

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(\eta \frac{\pi D^2}{4} \right) = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (4.59)$$

$$G = \eta \left(\frac{\pi D f}{v} \right)^2 \quad (4.60)$$

Las antenas parabólicas comercialmente disponibles con una alimentación por antena tipo corneta exhiben una eficiencia del 54% o algo mejor.

Expresando en decibeles la ganancia tenemos

$$G_{db} = 10 \log_{10} \eta + 20 \log_{10} \left(\frac{\pi D f}{v} \right) \quad (4.61)$$

en unidades métricas se tiene que, D es expresada en m, f en GHz y $v = 3 \times 10^8$ m/s.

$$G_{db} = 10 \log_{10} (0.54) + 20 \log_{10} \left(\frac{\pi D f (10^9)}{3(10^8)} \right) \quad (4.62)$$

$$G_{db} = 10 \log_{10} (0.54) + 20 \log_{10} \left(\frac{\pi}{3} \right) + 20 \log_{10} D + \\ + 20 \log_{10} f + 20$$

$$G_{db} = 17.72 + 20 \log_{10} D + 20 \log_{10} f \quad (4.63)$$

en unidades inglesas se tiene que, D es expresada en pies, f en GHz y $v = 7.842 \times 10^6$ pies/s.

$$G_{db} = 7.4 + 20 \log_{10} D + 20 \log_{10} f \quad (4.64)$$

MULTICANALIZACION DE CANALES TELEFONICOS

En la tabla que se muestra a continuación se dan las bandas de frecuencia que ocupan los canales telefónicos multicanalizados por división de frecuencia, de acuerdo a la recomendación 300-3 del CCIR.

No de canales telefónicos	24	60	120	300	600	960	1 260	1 800	2 700
Banda de frecuencias ocupada por los canales telefónicos en KHz.	12-108	12-252 60-300	12-552 60-552	60-1 300 64-1 296	60-2 540 64-2 660	60-4 020 64-4 188	60-5 676 60-5 564 616-5 564	612-8 204 616-8 204	612-12 388 616-12 388 612-12 336

Se puede simular a una señal multicanal mediante un ruido blanco que se distribuye en la banda ocupada por los canales telefónicos, en esta simulación si N es el número de canales en la señal multicanal la potencia media P_{med} en un sentido durante la hora cargada esta dada por:

$$P_{med} = - 1 + 4 \log N \text{ dBm0, si } 12 \leq N \leq 240$$

$$P_{med} = - 15 + 10 \log N \text{ dBm0, si } N > 240$$

(recomendación G233 de CCITT)

Ejemplos:

Capacidad en número de canales.	12	24	60	120	300	600	960	1 800	2 700
Potencia media en dBm0.	3.3	4.5	6.1	7.3	9.8	12.8	14.8	17.6	19.3

Es importante conocer la potencia máxima de esta señal multicanal. Para una señal aleatoria como es esta multicanal, se toma en general por potencia máxima aquel valor de potencia que no es sobrepasado por la señal multicanal mas del 0.001 del tiempo de la hora cargada.

La relación entre esta potencia y la potencia media depende del tipo de multicanalización. Para la multicanalización de un gran

número de canales, este nivel que no se sobrepasa más del 0.001 del tiempo se encuentra que es aproximadamente 10 dB arriba del nivel medio.

No. de canales	Potencia media en dBm0	Relación en dB P_{max} / P_{med}	Potencia máxima en dBm0
60	6.1	12.3	18.4
120	7.3	11.4	18.7
300	9.8	10.6	20.4
600	12.8	10.4	23.2
960	14.8	10.3	25.1
1 800	17.6	10.15	27.8
2 700	19.3	10.1	29.4

MODULACION POR UNA SEÑAL MULTICANAL

Espectro de la Portadora Modulada.

La banda ocupada por una portadora modulada en frecuencia por una señal multicanal telefónica es en teoría infinita. En la práctica se puede establecer una banda donde su ancho se determina experimentalmente en función de una distorsión tolerable.

La banda necesaria para transmitir señales con una distorsión aceptable está dada por la fórmula semi-empírica de Carson:

$$B = 2 (\Delta f_{max} + f_{max})$$

donde:

Δf_{max} es la máxima desviación de frecuencia producida por la señal moduladora. Este valor depende del nivel de la tensión de cresta de la señal modulante y del coeficiente de proporcionalidad que relaciona la señal con la desviación de frecuencia.

f_{max} es la máxima frecuencia de la señal moduladora.

Si la portadora modulada debe atravesar varios transmisores y receptores en serie, es evidente que la banda de paso del sistema en total debe ser más grande que la banda de Carson. Esto

conduce a unos anchos de la banda de paso para cada transmisor o receptor mucho mas importantes que aquellos de la banda de Carson.

Aplicación a la Multicanalización

Una vez que la máxima frecuencia f_{\max} es conocida, la desviación de frecuencia es aleatoria; la definición de máxima desviación de frecuencia presenta un problema. Se toma para ΔF_{\max} aquel valor que no se sobrepasa mas del 0.001 del tiempo de la hora cargada.

Se puede calcular la banda de Carson tomando de ejemplo una transmisión de 1800 canales telefónicos, donde los datos para tal transmisión que se presentan en este material son:

$$f_{\max} = 8204 \text{ KHz}$$

Potencia media de la señal multicanal

$$-15 + 10 \log N = 17.6 \text{ dBmO}$$

- La potencia máxima es aproximadamente 10.2 dB arriba de la potencia media dando lugar a un valor de 27.8 dBmO, o sea 500 mW.
- Para una señal senoidal de referencia de 1 mW en un punto de nivel relativo cero se produce una desviación eficaz de frecuencia de 140 KHz. (valor recomendado por CCIR).
- La banda de Carson se calcula observando que las desviaciones de frecuencia son proporcionales a la tensión, y así por lo tanto a la raíz cuadrada de la potencia de la señal.

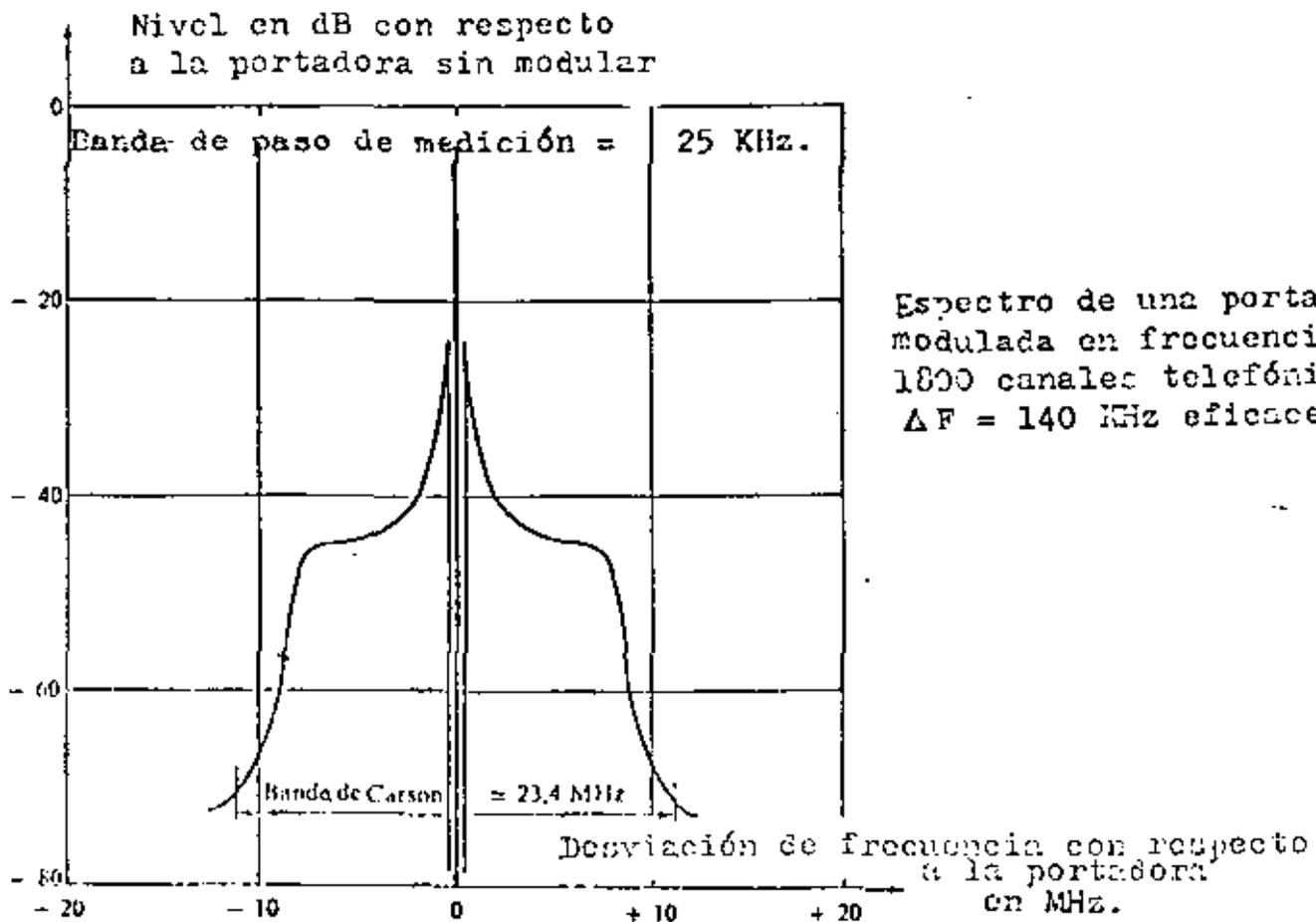
$$\Delta F_{\max} = 140 \sqrt{600} \text{ KHz} \approx 3430 \text{ KHz}$$

$$B_c \approx 2 (3.5 + 3.2) \text{ MHz}$$

$$B_c \approx 23.4 \text{ MHz.}$$

La comparación de este ancho de banda con los 3.2 MHz ocupados por la señal antes de la modulación, muestra que la modulación en frecuencia tiene un defecto un espectro muy grande.

El calculo teórico de la forma del espectro de la portadora modulada por una señal multicanal es complejo. Un ejemplo de este espectro se muestra a continuación.



Las formas del espectro dependen del coeficiente de proporcionalidad entre la señal moduladora y la desviación de frecuencia, es decir la desviación eficaz de frecuencia producida por una señal de referencia de 1 mV en un punto de nivel relativo cero. Para desviaciones pequeñas la energía es muy concentrada alrededor de la portadora, mientras que para desviaciones muy grandes el espectro se hace más ancho y el nivel de la portadora disminuye.

Selección de los Principales Parámetros de la Modulación.

Frecuencia a modular.

Es posible modular directamente la frecuencia a transmitir, pero el empleo de este método presenta los problemas de la estabilidad de frecuencia y conduce a tener estructuras diferentes para los equipos de transmisión y recepción en las estaciones terminales donde se demodula y en las estaciones repetidoras donde en general no se demodula.

Se prefiere en general separar las funciones de modulación y transmisión, modulando en una frecuencia intermedia (F. I.), y mediante una translación realizada en el transmisor pasarlo a la frecuencia portadora radioeléctrica. Para la demodulación se pasa también por el estado intermedio de la F.I., la translación de frecuencia es efectuada en el receptor. La selección de la F.I. resulta de un compromiso: una frecuencia demasiado alta, da como resultado una difícil realización de los amplificadores, una frecuencia demasiado baja, presenta los problemas de filtrado y de linealidad de los moduladores y demoduladores. Para la mayoría de los sistemas, la F.I. es de 70 KHz esta es una norma internacional. existe una excepción para la transmisión de 2700 canales telefónicos donde el ancho de banda de Carson impone una selección de una F.I. mas elevada: 140 KHz.

Desviación de Frecuencia.

La selección de la desviación de frecuencia producida por una señal de referencia, o en otros términos la selección del índice de modulación resulta de un compromiso.

Si la desviación de frecuencia es demasiado importante, la banda de Carson es demasiado ancha, lo que ocasiona:

- una ocupación demasiado grande del espectro radioeléctrico.
- un aumento en la distorsión debido a las dificultades encontradas para realizar los moduladores y demoduladores perfectamente.

te lineales en una banda muy ancha.

- una mayor sensibilidad de la señal a los desvanecimientos selectivos producidos por la propagación por trayectorias múltiples. Estas razones, hacen que cuando la capacidad de una transmisión radioclásica crece, se deba hacer decrecer la desviación de frecuencia producida por la señal de referencia, conforme a la siguiente tabla que resulta en una norma internacional.

Capacidad en número de canales	Desviación de Frecuencia
600	200 kHz
960 1 260	200 kHz
1 800	140 kHz
2 700	140 kHz

ESTABLECIMIENTO DE LOS PLANES DE FRECUENCIA

Es conveniente optimizar la utilización del espectro radioeléctrico es decir buscar métodos que permitan la transmisión de un máximo de señales en una trayectoria dada, con la banda más angosta y el mínimo de interferencias. La congestión espectral de las señales transmitidas en el importante número de enlaces establecidos en los países de una alta densidad de población originan este problema fundamental.

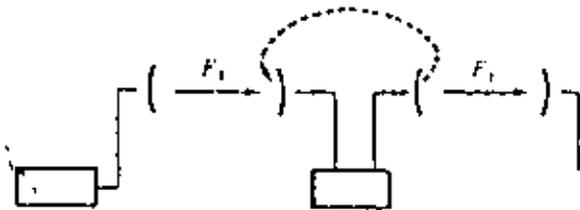
Después de numerosos estudios técnicos y con el propósito de una racionalización global de este recurso que es el espectro, el CCIR a precisado la utilización de las bandas de frecuencias en base a los planes de frecuencia. A continuación se presentaran algunas consideraciones que permiten el establecimiento de los planes de frecuencia.

Frecuencias necesarias para la Transmisión Bilateral de una Señal

Es evidente que se necesitan dos frecuencias portadoras para la transmisión bilateral de una señal en una trayectoria dada.

La solución que consiste en utilizar una frecuencia en un solo sentido de transmisión conforme a la figura. 1 no es aceptable.

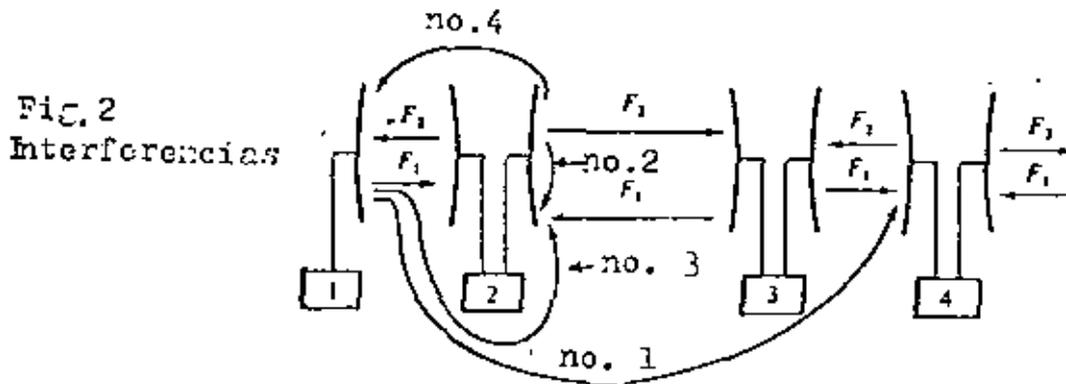
Fig. 1



En una estación repetidora, la señal es recibida con una potencia extremadamente débil que puede ser del orden de 10^{-12} Watts y se retransmite con una potencia del orden de 1 Watt. Bajo estas condiciones el menor acoplamiento que existe entre las antenas

situadas en la misma estructura producirán interferencias inadmisibles.

Se puede entonces pensar en utilizar una misma frecuencia para la transmisión en los dos sentidos de una estación dada, y otra frecuencia para la recepción, conforme al esquema 2.



Las interferencias posibles son las siguientes:

No. 1 : Interferencia en la recepción de 4 por la transmisión de 1. Estando dada la distancia que separa las estaciones y bajo la ausencia de una propagación notable mas alla del horizonte, este tipo de interferencia se evita fácilmente: es suficiente que las antenas correspondientes no estén en visibilidad directa una de otra y, para evitar toda interferencia en caso de propagación anormal que los enlaces no estén alineados.

No. 2 : Interferencia por acoplamiento en la recepción de 2 a la frecuencia F_1 por la transmisión en 2 a la frecuencia F_2 . Este tipo de interferencia es debido a que una parte de la energía transmitida se mezcla al nivel de las ramificaciones de las guías de onda con la señal recibida. Este fenómeno esta siempre presente. Una diferenciación conveniente de las frecuencias F_1 y F_2 por consiguiente se logra con un buen filtrado de la señal recibida permitiendo evitar la interferencia.

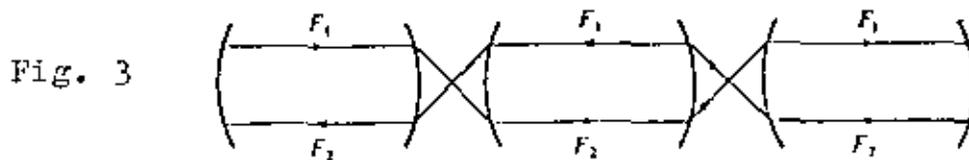
No. 3 : Interferencia en la recepción de la señal proveniente de 3 en 2 debida a la transmisión de 1 hacia 2. Esta interferencia viene del hecho de que la directividad de las antenas es imperfecta y que la antena en 2 orientada hacia 3 capta ella misma

una cierta cantidad de energía a consecuencia del lóbulo trasero. Para evitar esta interferencia es conveniente utilizar antenas extremadamente directivas.

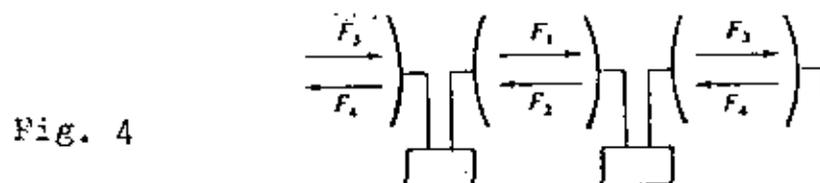
No. 4 : Interferencia en la recepción de 1 por la energía radiada por el lóbulo trasero de la antena en 2 dirigida hacia 3. Este fenómeno es idéntico al anterior y se justifica el mismo remedio.

Se comprueba pues que el empleo de antenas muy directivas permite el uso de dos frecuencias portadoras para la transmisión bilateral de una señal.

En cada estación habría un cruce de frecuencias entre los dos sentidos de transmisión conforme al esquema 3.



Esta solución es excelente en el plan de separación espectral pero es relativamente costosa pues requiere del empleo de antenas muy directivas, y estas antenas son caras. Las necesidades que se tienen en una red poco densa a veces se satisfacen realizando enlaces de 4 frecuencias que evitan los casos de interferencia número 3 y 4 conforme al esquema 4.



Transmisión Simultánea de Varias Señales.

Separación mínima entre canales radiocléstricos adyacentes.

Para aumentar la capacidad de un sistema de comunicaciones se reagrupan en la misma trayectoria de transmisión varias señales del mismo tipo, en frecuencias vecinas.

Se llama canal bilateral al par de frecuencias que caracterizan la transmisión bilateral de una señal dada. La realización de una transmisión de varios canales se efectúa teniendo en cuenta el imperativo de optimizar la utilización del espectro. Se vigila que las portadoras que llevan a las señales estén lo más próximas posibles, la separación mínima depende del ancho de banda del espectro de la onda modulada, de la posibilidad de filtrado y de la sensibilidad de las señales a las interferencias.

Se pueden obtener excelentes resultados con alternar las polarizaciones de las ondas transmitidas: para un enlace dado y en un sentido dado si el canal no. 1 se transmite con una polarización horizontal el no. 2 se transmite con una polarización vertical, etc.

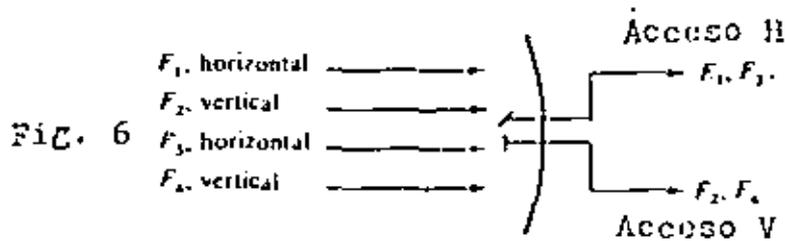
Para esto, se emplea, una antena de doble polarización (que es cara), la cual es una antena con un acceso doble que transmite una parte de las señales con una polarización, y la otra parte con otra polarización.

En la recepción, con el empleo de antenas de doble polarización se logra la separación de los canales.

Fig. 5
Polarizaciones
Alternadas



El acceso doble de las antenas de doble polarización permite un desacoplamiento importante entre canales radioeléctricos adyacentes, que frecuentemente es de unos 30 dB. En el acceso horizontal, se encuentra por ejemplo que los canales de clase impar están a sus niveles nominales y los canales de clase par están muy debilitados: en el acceso vertical, la situación es a la inversa.



Esta técnica que permite en la recepción desdoblitar uno de los dos canales en un acceso dado facilita la realización del filtrado y el agrupamiento de los canales.

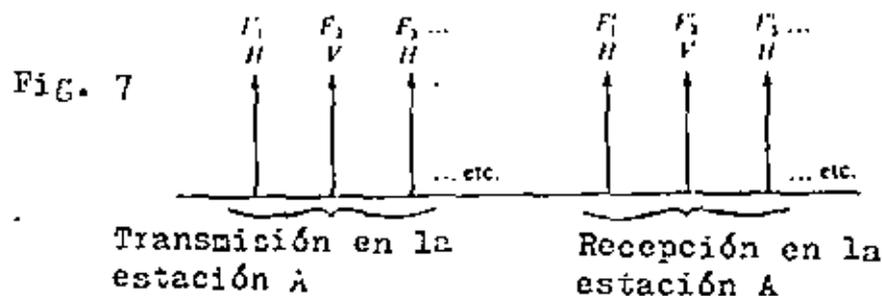
Medias Bandas.

Para evitar todo peligro de interferencias en la recepción debidas a los acoplamientos con la transmisión en una estación dada, se regrupan en la estación todas las frecuencias que sirven para la transmisión y todas aquellas que sirven para la recepción, y se separan éstas en dos grupos de tal forma que se puedan separar por filtrado.

Las consideraciones de este tipo en una estación dada serían:

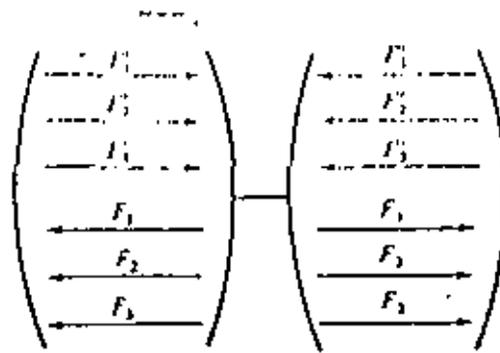
- Canal 1 :	Frecuencia:	Transmisión	F_1	,	Recepción	F'_1
-- 2 :	----- :	-----	F_2	,	-----	F'_2
-- 3 :	----- :	-----	F_3	,	-----	F'_3

etc.

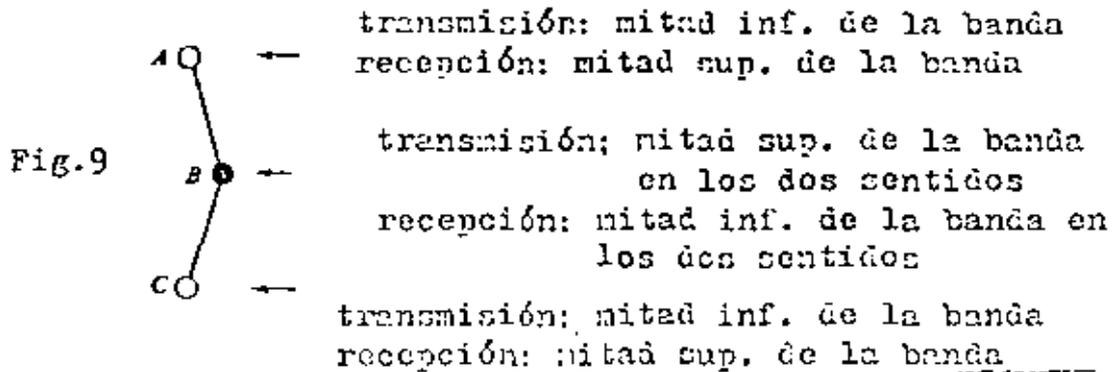


Las frecuencias 1, 2, 3, ... constituyen la mitad inferior de la banda.
 Las frecuencias 1', 2', 3', ... constituyen la mitad superior de la banda.
 Cada estación transmite en una mitad de la banda y recibe en la otra mitad de la banda (Fig. 8). En la siguiente estación, la situación se invierte.

Fig. 8



Geográficamente, la situación se presenta de la siguiente manera:



La selección de las polarizaciones respectivas en las mitades de la banda es influenciada por la infraestructura (antenas, guías de onda). Se pueden presentar dos casos:

Si las polarizaciones de las frecuencias F_n y F'_n son las mismas (Fig. 10) la transmisión y recepción tienen lugar en un mismo acceso para un cable. Hay en la antena un acceso destinado para cables de clase var y otro para clase impar. Una sola antena de acceso doble y dos líneas de transmisión (guías de onda) para unir la antena con el equipo de radio es suficiente. Los dispositivos unidireccionales, como las ferritas, permiten separar los dos sentidos de transmisión que aparecen en una guía.

Esta organización es económica, pero el uso de una sola guía de onda para una transmisión en dos sentidos presenta ciertos inconvenientes: el envejecimiento de las guías de onda ocasiona a menudo la aparición de intermodulación, este fenómeno es mas molesto cuando la potencia y la capacidad de transmisión son elevadas.

Para transmisiones de alta capacidad y de gran calidad, es indispensable recurrir a un plan de frecuencias donde las polarizaciones de F_n y F'_n sean diferentes (Fig. 11).

Fig. 10

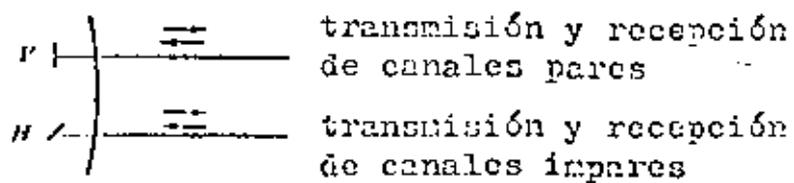
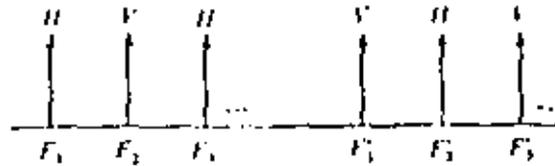


Fig. 11



Cada guía de onda dirige un solo sentido de transmisión. Se requieren de dos antenas y cuatro guías de onda por estación y por dirección (Fig. 12).

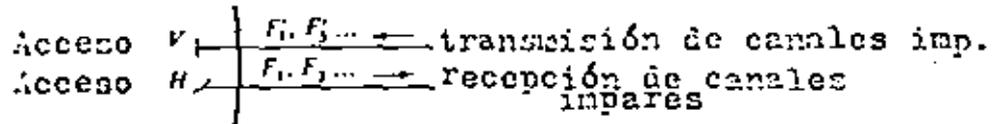
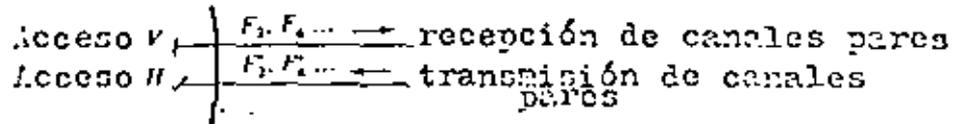


Fig. 12



Tal organización es un tanto más cara que la anterior. Cuando los canales deben ser instalados progresivamente evidentemente se sitúan los canales de una paridad dentro de una primera fase, que corresponde a la instalación de una antena y de dos guías de onda que son el primer arreglo; la segunda antena y las dos guías de onda asociadas no vienen entonces hasta una fase posterior.

Selección Precisa de las Frecuencias Portadoras.

Un examen de las posibilidades del filtrado entre canales permite calcular la separación mínima entre canales adyacentes contando con interferencias tenues admisibles. La elección de los valores precisos de las frecuencias portadoras necesita tomar en consideración otras restricciones. El conveniente en particular es que las diversas frecuencias engendradas no caigan dentro de bandas útiles con niveles molestos, de tal forma que las posibles intermodulaciones entre canales no provoquen fuertes interferencias. El cálculo de un plan de frecuencias es un problema complejo.

Ejemplo de un Plan de Frecuencia.

Banda de 5.9 a 6.4 GHz.

De acuerdo a la Recomendación 332-1 del CCIR, la banda de 5.9a 6.4 GHz esta destinada para la transmisión de 1800 canales telefónicos por canal radioeléctrico.

Con un índice de modulación bastante débil (140 KHz eficaces para una señal de referencia de 0 dBm0), la banda de Carson de un canal radioeléctrico de 1800 canales es de 23.4 MHz. El cruce de polarizaciones entre canales adyacentes permite una separación de las portadoras apenas superior a la banda de Carson: se tiene un valor de 29.65 MHz.

La diferencia entre la portadora mas elevada de la mitad inferior de la banda y la portadora mas baja de la mitad superior de la banda es de 44.5 MHz: esta diferencia es necesaria para evitar perturbaciones de la transmisión en la recepción local.

Las polarizaciones de las frecuencias de una misma clase son inversas en la mitad superior de la banda con relación a las de la mitad inferior de la banda: la transmisión y recepción de un canal dado se lleva a cabo en guías de onda diferentes, y para esto es necesario tener dos antenas por estación y por dirección.

Estando ya establecido el tipo de transmisión que se va a realizar hay concedidos para esta banda 500 MHz., el plan de frecuencias adoptado permite la realización de 3 canales radioeléctricos bilaterales.

La frecuencia de las portadoras este dado por:

$$\text{mitad inferior de la banda} \quad F_n = F_0 - 259.45 + 29.65 n$$

$$\text{mitad superior de la banda} \quad F'_n = F_0 - 7.41 + 29.65 n$$

con $F_0 = 6175$ MHz.

Este plan se muestra en la figura 13.

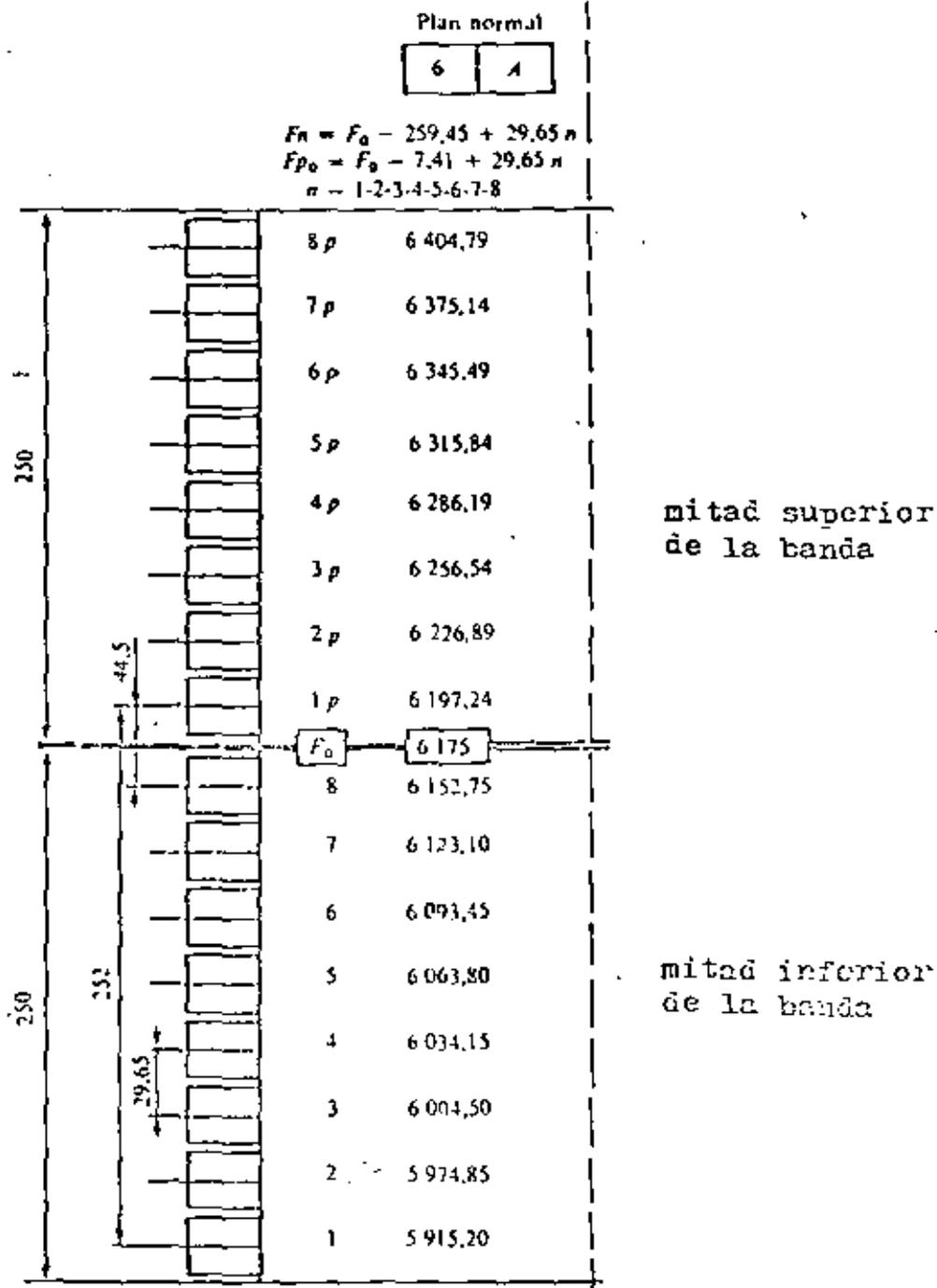


Fig. 13. Disposición de los canales radioeléctricos para un sistema de repetidores radioeléctricos que trabajan en la banda de 6 GHz.

2.a. ATENUACION.

ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE.

El concepto de atenuación de ondas electromagnéticas en el espacio libre se define como la pérdida de la señal (potencia) entre transmisor y receptor en una región sin obstrucciones y bajo condiciones de una atmósfera estandar.

La potencia de la señal emitida por una antena transmisora se distribuye por dispersión sobre una área muy grande, con el resultado de que la potencia de la señal que llega a la antena receptora es una pequeña fracción de la potencia emitida.

Este concepto es básicamente la ley inversa de propagación en óptica ($\propto 1/d^2$) aplicada a la transmisión de microondas.

El área efectiva de una antena está expresada como:

$$A_{ef} = \frac{P_r}{P_o} \dots\dots\dots 2.a.1.$$

Donde P_r es la potencia de recepción y P_o es la potencia por unidad de área del campo incidente en la antena receptora.

Consideremos primero una antena transmisora isotrópica¹ y una antena receptora de área efectiva A_r separadas por una

(1) Es una antena hipotética cuyo patrón de radiación es uniforme en todas direcciones y cuya ganancia de potencia es 1 (o db)

distancia d . Ya que una antena isotrópica hipotética tiene la misma intensidad de radiación en todas las direcciones, la potencia por unidad de área del transmisor es:

$$P_o = \frac{P_t}{4\pi d^2} \dots\dots\dots 2.a.2.$$

donde P_t es la potencia de transmisión.

Por definición de área efectiva, el área efectiva de la antena receptora es:

$$A_r = \frac{P_r}{P_o} \dots\dots\dots 2.a.3.$$

Sustituyendo (2.a.2) en (2.a.3).

$$A_r = \frac{P_r}{\frac{P_t}{4\pi d^2}} = \frac{P_r 4\pi d^2}{P_t}$$

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{4\pi d^2}{A_r} \dots\dots\dots 2.a.4.$$

La ecuación (2.a.4) nos representa la pérdida de la señal en el espacio libre.

Sustituyendo la antena isotrópica transmisora por una antena transmisora con área efectiva A_t la potencia se incrementará por la relación:

$$\frac{A_t}{A_{isot}} \dots\dots\dots 2.a.5.$$

Y la expresión para pérdida en el espacio libre vendrá dada por:

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{4 \pi d^2 A_{isot}}{A_r A_t} \dots\dots\dots 2.a.6$$

De la ecuación:

$$A_{isot} = \frac{\lambda^2}{4 \pi} \dots\dots\dots 2.a.7$$

Sustituyendo (2.a.7) en (2.a.6) tendremos que:

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{4 \pi d^2 \frac{\lambda^2}{4 \pi}}{A_r A_t} = \frac{d^2 \lambda^2}{A_r A_t} \dots\dots\dots 2.a.8$$

La ecuación (2.a.8) es la fórmula de transmisión de Friis para un circuito de radio que consiste de una antena transmisora y una antena receptora en el espacio libre.

Es conveniente en algunas ocasiones expresar la atenuación de un enlace considerando antenas isotrópicas, por lo que la atenuación de la trayectoria entre dos antenas isotrópicas será:

$$\left(\frac{P_r}{P_t} \right)_{isot} = \frac{\frac{\lambda^2}{4 \pi}}{d^2} \frac{\lambda^2}{4 \pi} = \frac{\lambda^4}{16 \pi d^2 \lambda^2} = \frac{\lambda^2}{16 \pi^2 d^2} = \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \dots\dots\dots 2.a.9.$$

$$\left(\frac{P_t}{P_r} \right)_{db} = 20 \log \frac{4 \pi d}{\lambda} \dots\dots\dots 2.a.10$$

$$\alpha = 32.437 + 20 \log d + 20 \log f \dots\dots\dots 2.a.11$$

donde f está en MHz y d en KMS.

GANANCIA DE UNA ANTENA RESPECTO A UNA ANTENA ISOTROPICA HIPO-
TETICA.

Si se emplean antenas direccionales en lugar de ante-
nas isotrópicas, la relación de transmisión se transformará -
en:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{P_r}{P_t} \right)_{isot} G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \dots\dots\dots 2.a.12$$

La ganancia² de potencia aparente de una antena es ---
igual a la relación del área efectiva de la antena al área --
efectiva de una antena isotrópica:

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

Por definición, la ganancia de potencia de una antena-
isotrópica ideal es igual a la unidad.

Para una antena formada por un dipolo y un reflector -
parabólico el área efectiva viene siendo de 0.54 a 0.65 del -
área geométrica dependiendo de la posición del dipolo con res-
pecto al plano de apertura.

La ganancia mínima de un reflector parabólico vendrá -

(2) Se define como la relación de la potencia radiada por una
antena isotrópica a la potencia radiada por la antena en-
consideración cuando ambas antenas producen la misma in-
tensidad de campo en la dirección en que se desea determi-
nar la ganancia.

siendo:

$$G = \frac{0.54 \pi D^2}{4 \frac{\lambda^2}{4 \pi}} = 0.54 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \dots\dots\dots 2.a.14$$

donde D es el diámetro de apertura de la antena.

Expresada la ganancia en decibeles será:

$$G_{db} = 10 \log 0.54 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

$$G = -42.27 + 20 \log f + 20 \log D \dots\dots\dots 2.a.15$$

Donde F = frecuencia en MHZ

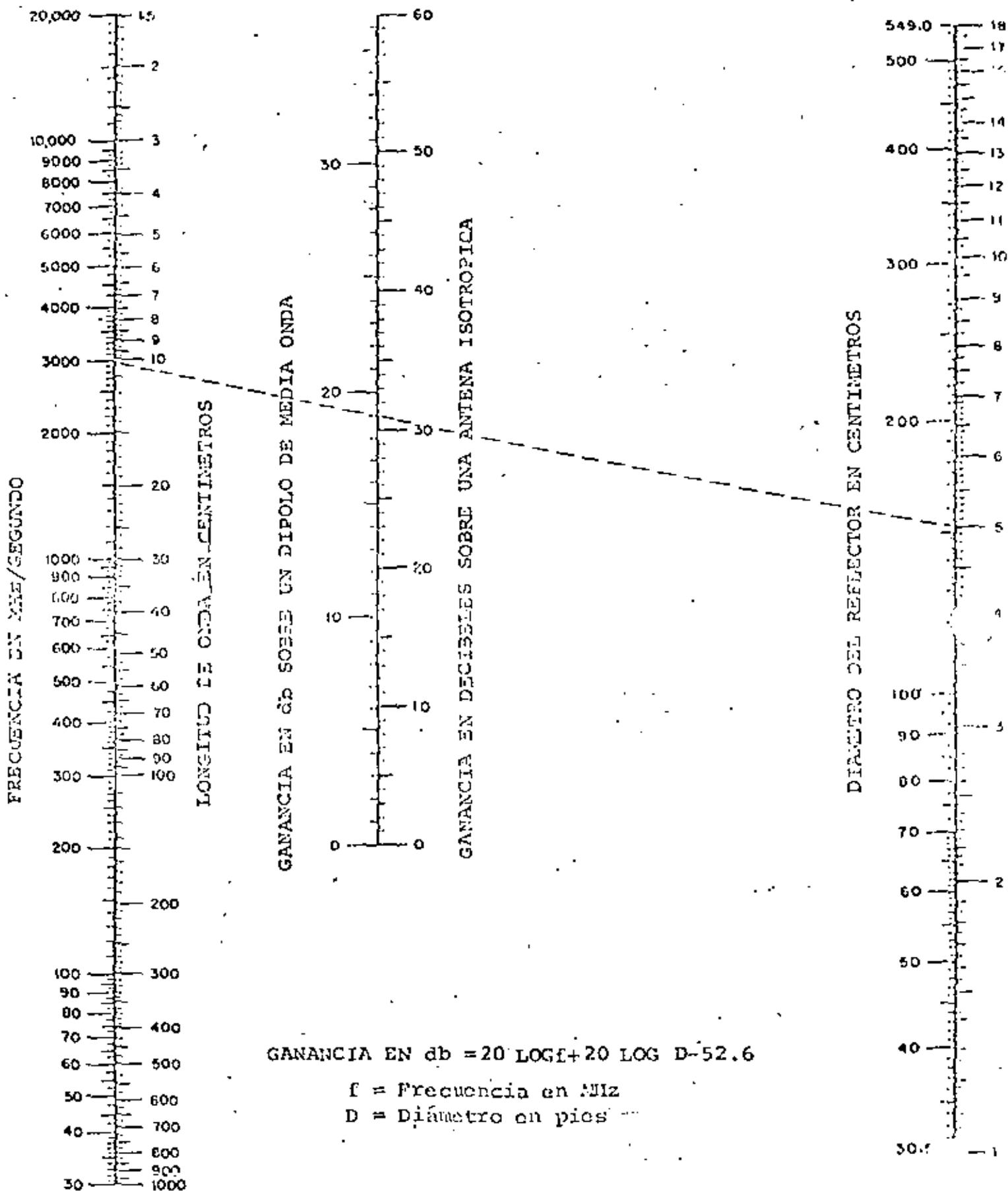
D = Diámetro de apertura en metros

Los Nomogramas 1 y 2 nos muestran una manera sencilla - de obtener la ganancia de una antena parabólica y la atenua- -- ción de la trayectoria respectivamente.

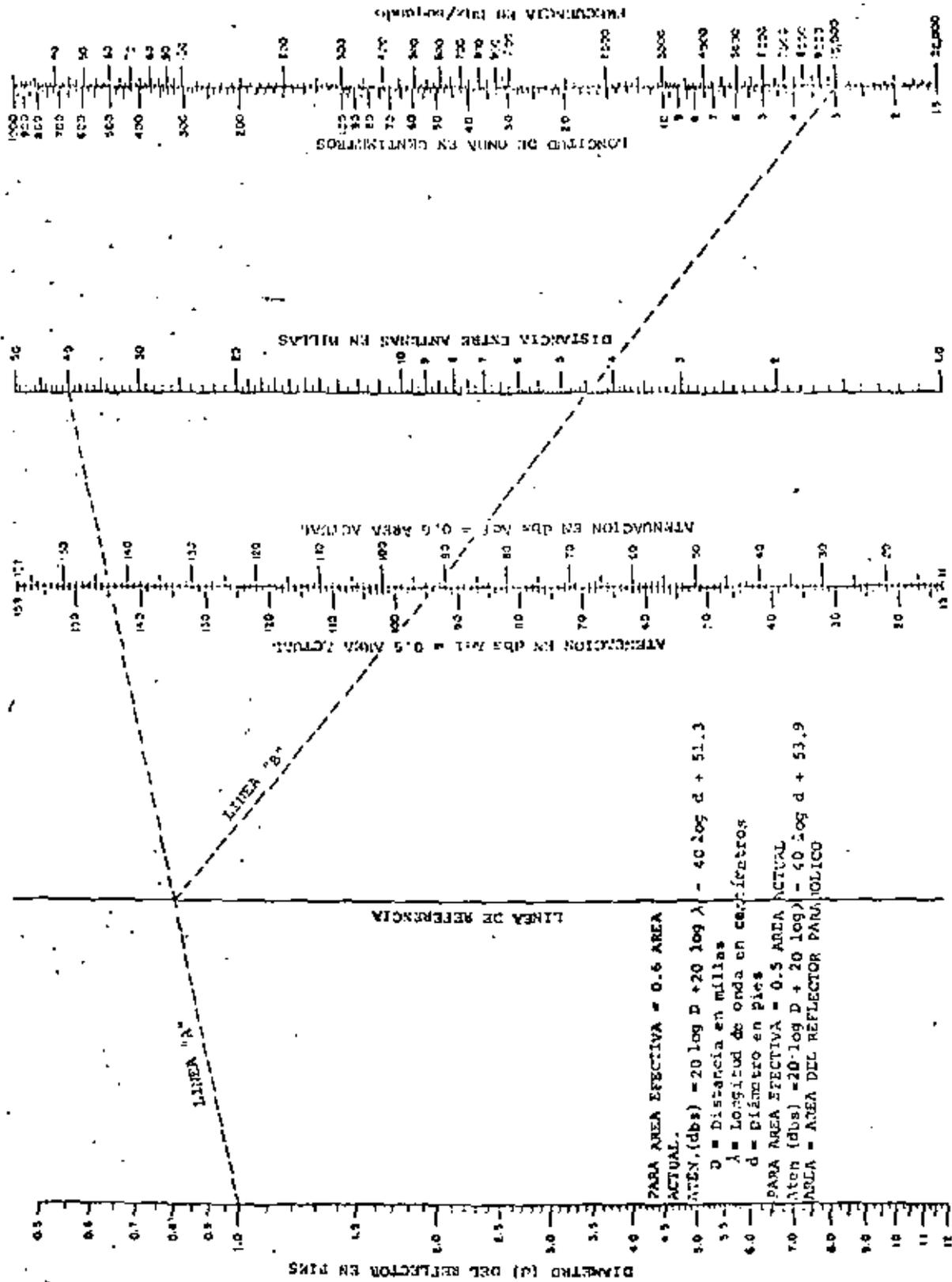
ATENUACION POR GASES ATMOSFERICOS Y LLUVIA

Consideraciones Generales.

En frecuencias superiores a unos 3 GHZ, la atenuación - de las ondas radioeléctricas resultante de la absorción y de - la dispersión por los gases atmosféricos y el agua adquieren - creciente importancia y deben tenerse en cuenta al diseñar sis - temas de telecomunicación para ésta gama de frecuencias. La -- atenuación por los gases atmosféricos se debe casi enteramente a la absorción del oxígeno neutro y del vapor de agua. La pre - sencia del agua puede ejercer ciertos efectos. La atenuación - debida al agua líquida en forma de lluvia, es el resultado de-



Nomograma 1. ganancia de una antena parabólica



Nomograma 2. Atenuación de la trayectoria

la dispersión y de la absorción; la importancia relativa de estos fenómenos depende de las dimensiones de las partículas con relación a la longitud de onda.

Absorción debida al oxígeno y al vapor de agua.

La absorción del vapor de agua tiene una línea de resonancia en la frecuencia de 22.23 GHz y la absorción del oxígeno tiene una banda más ancha centrada en 60 GHz, debida a una serie de líneas aplastadas en la baja atmósfera, y una línea en 120 GHz.

La absorción gaseosa total en la atmósfera, L_{ov} (en dB), en un trayecto de longitud r_0 (en Km), la de la expresión:

$$L_{ov} = L_o + L_v = \int_0^{r_0} \gamma_o(r) dr + \int_0^{r_0} \gamma_w(r) dr \dots\dots\dots 2.a.16$$

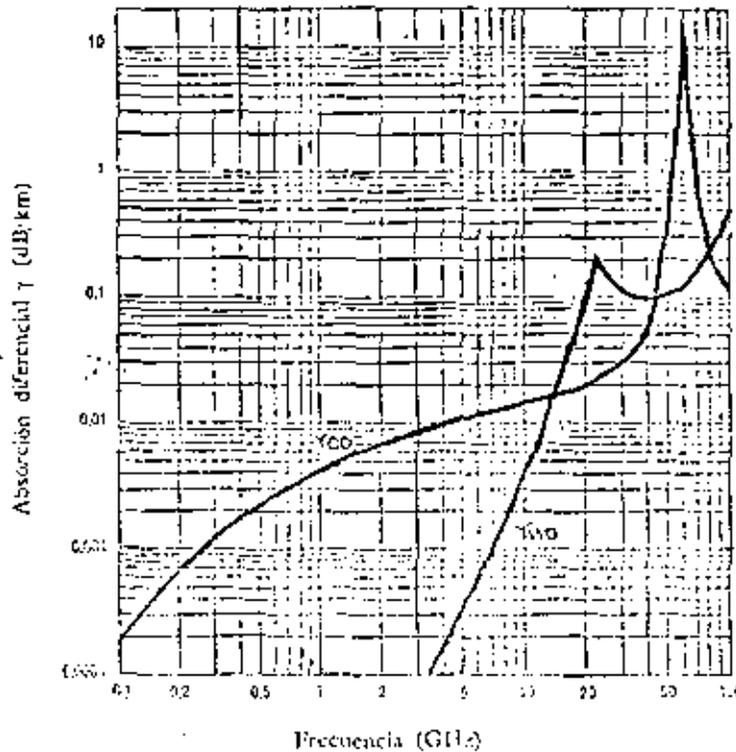
en donde L_o es la absorción de oxígeno L_v la absorción del vapor de agua y γ_o y γ_w son los coeficientes de absorción (en dB/Km) del oxígeno y del vapor de agua, respectivamente. Estos pueden expresarse como sigue:

$$L_{ov} = L_o + L_v = \gamma_{oo} r_{eo} + \gamma_{wo} r_{wo} \dots\dots\dots 2.9.17$$

donde γ_o y γ_w son los coeficientes de absorción del oxígeno y del vapor de agua determinados en la superficie de la tierra, y r_{eo} y r_{wo} las longitudes efectivas del trayecto a través de la atmósfera.

En la figura 2.a.1., se indican los coeficientes γ_o y

γ_{wo} , para el oxígeno y el vapor de agua, determinados en condiciones normales de temperatura y de presión y para un valor superficial de humedad absoluta de 10 gm/m^3 .



Valores γ_{co} y γ_{wo} de la absorción por el oxígeno y el vapor de agua
 Presión: 750 mm Hg Temperatura: 20° C
 Densidad del vapor de agua: $10 \text{ gm}^3 = 7,6 \text{ g/kg}$

FIG. 2.a.1

Atenuación debida a las precipitaciones.

Generalmente, la atenuación debida a la lluvia sobrepasa la absorción combinada del oxígeno y del vapor de agua y es causada por la absorción de energía de las gotas de agua y -- por la dispersión de la energía fuera del haz de la antena.

En la práctica, suele ser conveniente expresar la atenuación debida a la lluvia en función de la intensidad de la llu-

vis, R, que depende tanto del contenido de agua líquida como de la velocidad de caída de las gotas, que a su vez depende del tamaño de las gotas. Existen pruebas de que en las precipitaciones de intensidad dada, la distribución del tamaño de las gotas es muy diversa, lo que dificulta el cálculo de la atenuación de las ondas radioeléctricas causada por las precipitaciones.

La atenuación total L_r , originada por la lluvia en un trayecto de longitud r_0 , se puede determinar integrando el coeficiente de absorción de la lluvia $\gamma_r(r)$, a lo largo del trayecto directo entre las dos antenas reciprocamente visibles.

$$L_r = \int_0^{r_0} \gamma_r(r) dr \quad (\text{db}) \quad \dots\dots\dots 2.a.18$$

Para determinar la absorción originada por la lluvia en función de la frecuencia y de la intensidad de la lluvia, se han realizado varios estudios teóricos con distribuciones patrón de las dimensiones de las gotas. Se ha comprobado que los resultados de estos estudios se ajustan aproximadamente a la siguiente fórmula empírica:

$$\gamma_r = KR^\alpha \quad \dots\dots\dots 2.a.19$$

en la cual R es la intensidad de la lluvia en mm/h. La Figura-2.a.2 muestra la expresión gráfica de esta relación, así como la medida en que la frecuencia depende de K y de α . Estas

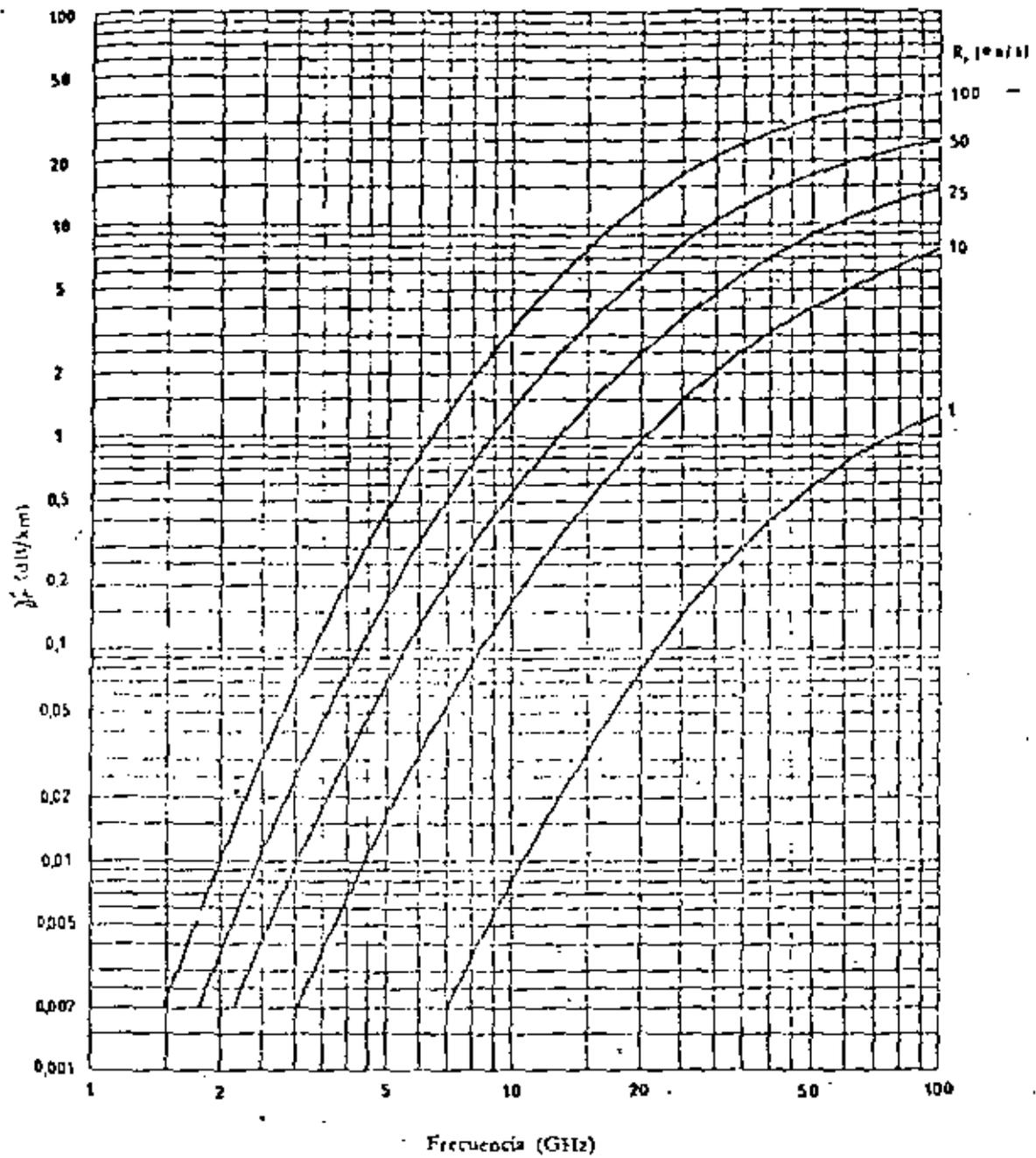


FIG. 2. a. 2.

Variación de γ_r con la frecuencia

curvas son aplicables a una temperatura de 18°C pero mediante el empleo de un factor de corrección también se pueden aplicar a otras temperaturas.

2.b. CORRECCION DEL PERFIL.

Los efectos de la atmósfera, a las frecuencias de microondas se deben a las variaciones de la constante dieléctrica, o bien del índice de refracción n del medio con respecto a la altura sobre la tierra. Se considera que la atmósfera está formada por capas esféricas que dependen de la temperatura T , la presión de la atmósfera P y la humedad p .

El índice de refracción está dado por:

$$n = 1 + \frac{A}{T} (p + Bp/T) \times 10^{-6} \quad \dots\dots\dots 2.b.1.$$

donde T está en grados Kelvin P y p en milibarios y los factores A y B son constantes. La parte A/T de la ecuación (2.b.1) se debe a los momentos de dipolos inducidos en las moléculas de los gases que forman la atmósfera, y la parte $(p + Bp/T)$ se debe a los momentos de dipolos permanentes de las moléculas de vapor de agua. Los valores A y B son 79 °K/mb y 4800°K respectivamente, basados en datos experimentales, los cuales incluidos en la ecuación (2.b.1) nos queda:

$$n = 1 + \frac{79}{T} (P + \frac{4800 p}{T}) \times 10^{-6} \quad \dots\dots\dots 2.b.2$$

(1) Referencia No. 8 de bibliografía.

Modificando el índice (2) de refracción n por un factor $(1 + h/R_t)$ para considerar la curvatura de la tierra, obtenemos el índice de refracción modificado (N), el cual es:

$$N = n \left(1 + \frac{h}{R_t}\right) \dots\dots\dots 2.b.3$$

donde: h es la altura sobre la tierra.

R_t es el radio real de la tierra.

Se debe hacer notar que mientras N generalmente disminuye con la altura, el índice modificado excepto por regiones limitadas, se incrementa con la altura. En particular cuando n disminuye linealmente, esto es:

$$n = n_o + \frac{dn}{dh} h \dots\dots\dots 2.b.4$$

donde: n_o y dn/dh son constantes y $(dn/dh) h$ es un factor pequeño comparado con n_o , podemos escribir al sustituir (2.b.4) en (2.b.3)

$$N = n_o + \frac{dn}{dh} h + \frac{hn_o}{R_t} + \frac{h^2}{R_t} \left(\frac{dn}{dh} \right) \dots\dots\dots 2.b.5$$

puesto que $\frac{h^2}{R_t} (dn/dh)$ es despreciable, tendremos que:

$$N = n_o + \frac{dn}{dh} h + \frac{hn_o}{R_t} \dots\dots\dots 2.b.6$$

$$N = n_o + n_o h \left(\frac{1}{n_o} \frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_t} \right)$$

$$\frac{1}{R_E} = \frac{1}{n_o} \frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_t} \dots\dots\dots 2.b.7$$

donde R_E es el radio efectivo de la tierra.

El índice modificado se expresará como:

$$N = n_0 + n_0 h \frac{1}{R_E} = n_0 \left(1 + \frac{h}{R_E} \right) \dots\dots\dots 2.b.8$$

Para obtener el radio efectivo de la tierra se corrige el radio R_t por un factor K , es decir:

$$R_E = KR_t$$

$$K = \frac{R_E}{R_t} \dots\dots\dots 2.b.9$$

de (2.b.7):

$$\frac{1}{R_E} = \frac{R_t \frac{dn}{dn} + n_0}{R_t n_0}$$

$$\frac{R_E}{R_t} = \frac{n_0}{R_t \frac{dn}{dh} + n_0} = K \dots\dots\dots 2.b.10$$

es decir:

$$K = \frac{1}{\frac{R_t}{n_0} \frac{dn}{dh} + 1} \dots\dots\dots 2.b.11$$

donde $dn/dh = 3.66 \times 10^{-8}$ para una atmósfera estandar.

Y si n_0 es la unidad y $R_t = 6379$ Km. se obtiene:

$$K = \frac{1}{(-3.66 \times 10^{-8}) (6370 \times 10^3) + 1} = \frac{4}{3} \dots\dots\dots 2.b.12$$

El valor normal de K de $4/3$, también se ha comprobado a través de varios años de estudios experimentales y se considera que este valor ocurre más del 60% del tiempo.

Otras condiciones de propagación se muestran en la Figura 2.b.1. Las variaciones de $K = 4/3$ hasta $K = 2/3$ ocurren --- aproximadamente durante 0.1% del tiempo, por lo que es conveniente efectuar las pruebas de propagación durante el tiempo en que prevalecen las condiciones de atmósfera estandar ($K = 4/3$), es decir durante el día entre las 9 de la mañana y las 5 de la tarde. La confiabilidad del sistema depende grandemente de las variaciones de K , es decir, del terreno, el lugar y el tiempo. El análisis de los resultados debe tomar en cuenta estas variaciones y para obtener una buena confiabilidad del sistema, se debe determinar las alturas de las torres basándose en variaciones de K hasta $K = 2/3$. Ocasionalmente pueden ocurrir valores negativos de K . Corrigiendo la curvatura de la tierra por $K = 4/3$ resulta que el radio terrestre será de 8493 Km. en vez de 6730 Km.

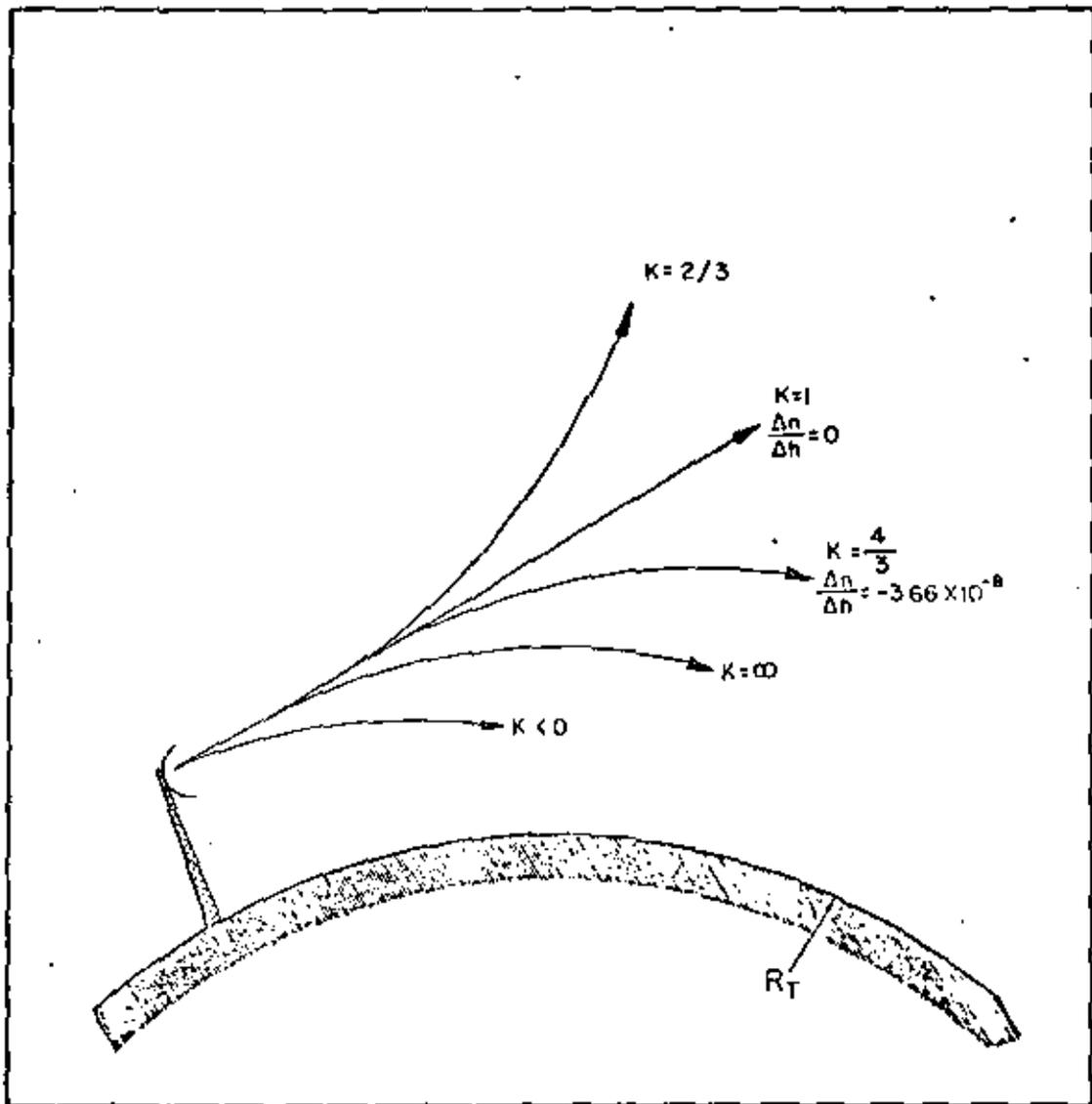


FIGURA 2.b.1

PROPAGACION DE UN HAZ DE MICROONDAS
BAJO DIFERENTES CONDICIONES ATMOSFERICAS

2.c. CURVATURA DE LA TIERRA.

CONSTRUCCION MATEMATICA

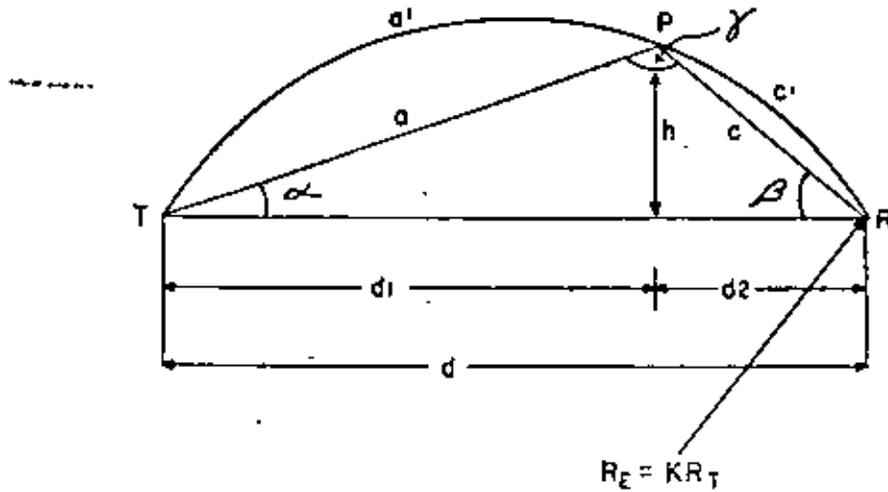


FIG. 2. c. 1.

Si d es la distancia entre los puntos T y R de la figura (2.c.1) siendo d_1 y d_2 las distancias de estos puntos a cualquier punto donde se desea conocer la altura h del arco de KR_T , se puede aplicar en el triángulo TPR la ley de los senos:

$$\frac{c}{\text{sen } \alpha} = \frac{a}{\text{sen } \beta} = \frac{d}{\text{sen } \gamma} = 2 R_E \dots\dots\dots 2.c.1$$

Además:

$$\text{sen } \alpha = \frac{h}{a} \dots\dots\dots 2.c.2.$$

Combinando (2.c.1) y (2.c.2)

$$\text{sen } \alpha = \frac{h}{a} = \frac{c}{2 R_E} \dots\dots\dots 2.c.3$$

$$h = \frac{ac}{2 R_E} \dots\dots\dots 2.c.4$$

Normalmente se considera que:

$$a \approx a' = d_1 \quad \text{y} \quad c \approx c' = d_2$$

Por consiguiente obtenemos que:

$$h = \frac{d_1 d_2}{2 R_E} \dots\dots\dots 2.c.5$$

La fórmula (2.c.5) depende de K porque $K = R_E/R_t$ y si el radio terrestre se toma como 6370 Km. obtenemos: -

$$h = 0.0785 d_1 d_2 / K \quad \text{mts.} \quad \dots\dots\dots 2.c.6$$

Donde d_1 y d_2 están expresados en Km.

2.d. ZONAS DE FRESNEL

Hay que considerar que la presencia de la tierra cambia las condiciones de propagación ya que la señal recibida depende, no solamente de la señal propagada por el espacio sino también de las ondas que se hayan reflejado por el terreno.

Estas ondas reflejadas, pueden llegar fuera de fase o en fase con la onda directa a la antena receptora reforzando o disminuyendo la señal recibida y dependiendo de las características de los puntos de reflexión pueden en ciertos casos, cancelar por completo la señal recibida.

Las pruebas de propagación, se efectúan principalmente para determinar los obstáculos y las reflexiones de los tramos del sistema de microondas, y siendo que la señal recibida de--

pende de esos factores, se efectúan dichas pruebas variando en manera determinada las alturas de las antenas del receptor y del transmisor, por lo cual es posible recabar datos para determinar posteriormente las alturas finales del sistema.

Cualquier obstrucción en la trayectoria de las ondas, no dejará pasar la radiación y presentará una variación de la señal al cambiar las alturas de las antenas, primeramente debido a la sombra del obstáculo y también debido a la interferencia entre la onda directa del transmisor y la onda reflejada del obstáculo como se muestra en la Fig. 2.d.1.

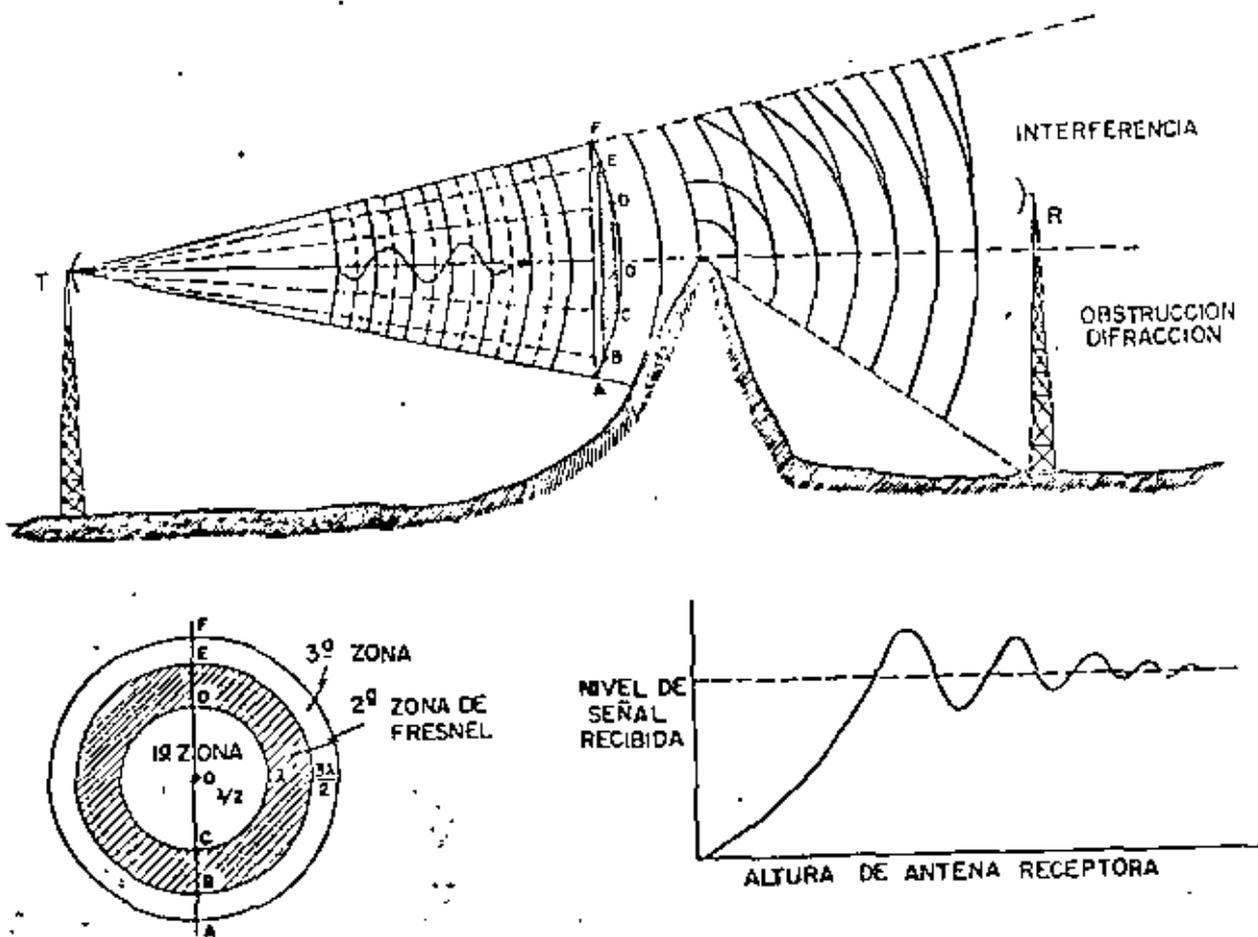


Fig. 2.d.1.

Los máximos y mínimos que se obtienen por interferencia, representan las zonas de Fresnel que dependen de la diferencia de fase entre la onda directa y la reflejada. Todos los puntos en que la diferencia de fase es hasta de media longitud de onda ($\lambda/2$) se denominan la primera zona de Fresnel y, de la misma manera, los límites de la zona de Fresnel número n consisten de todos los puntos en que la onda reflejada difiere por ($n \lambda/2$) de la onda directa ($n = 1, 2, 3, 4, \dots$ etc).

Tomando en cuenta que la onda sufre su defasamiento de 180° ($\lambda/2$) al reflejarse, las zonas de Fresnel 1, 3, 5, aumentarán la señal recibida hasta su máximo (6db.) y las zonas de Fresnel 2, 4, 6, ... bajarán la señal y pueden en dado caso, cancelar por completo la señal, dependiendo por supuesto de las características de la superficie de reflexión, es decir del coeficiente de reflexión R .

En la figura 2.d.2. se presenta la atenuación del espacio con respecto a la transmisión libre a diferentes valores del coeficiente de reflexión. Estas curvas teóricas muestran que, independientemente de R , se obtiene el valor que corresponde al espacio libre al librar 0.6 del radio de la primera zona de Fresnel, condición que se emplea para analizar los resultados de pruebas de propagación.

La pérdida de la señal por obstrucción está en función del terreno en el punto crítico, y los valores teóricos del --

FIGURA 2-3-2

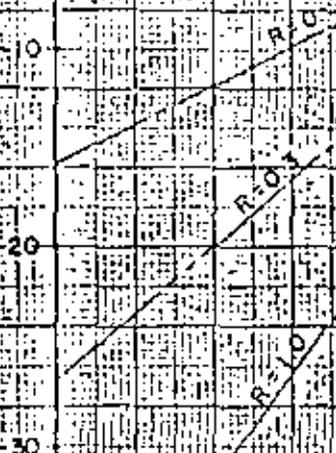
ZONAS DE FRESNEL

ATENUACION CONTRA TRANSMISION LIBRE

OBSTRUCCION INTERFERENCIA

ATENUACION DEL ESPACIO LIBRE

db

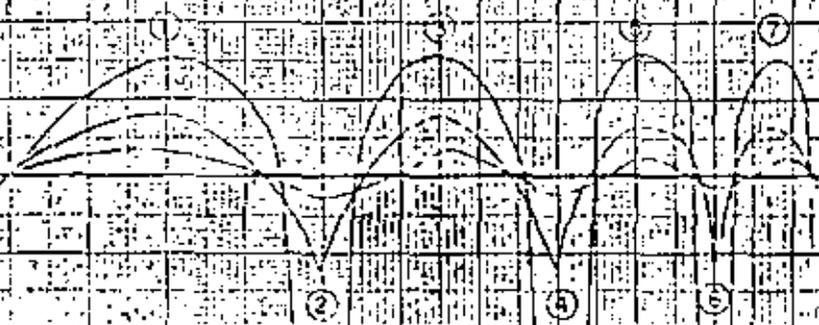


COEFICIENTE DE REFLEXION

0.5 1.0 1.5 2.0 2.5 3.0

TRANSMISION LIBRE

ZONA DE FRESNEL



coeficiente de reflexión R pueden oscilar entre 0 para difracción de un filo agudo y -1.0 para una superficie suavemente esférica. Sin embargo, nunca se logran estos valores en la práctica a las frecuencias de microondas, sino que se puede decir que el promedio del coeficiente R es de -0.2 a -0.3 el cual corresponde a un terreno con vegetación normal. Los valores negativos de R son debidos al defasamiento de 180° que sufre la onda al reflejarse.

Es importante tomar en cuenta que, para mantener el nivel de la señal no debe permitirse que el haz durante las más adversas condiciones de la atmósfera, tenga una claridad menor que 0.3 de la primera zona de fresnel, ya que la mayoría de la energía transmitida está contenida dentro de la primera zona. Además, al proyectar un sistema de microondas debe evitarse cualquier tramo donde pueda ocurrir una cancelación parcial de la señal por reflexiones fuertes del terreno.

Los mínimos no deben llegar a ser mayores de 8 db. debajo del valor del espacio libre.

Para un sistema de microondas de muy alta confiabilidad, la condición de claridad que debe mantenerse, arriba de cualquier obstáculo será de 0.3 de la primera zona de Fresnel al variar $K = 2/3$ teniendo un margen adecuado para evitar desvanecimientos, se logra una confiabilidad de 99.99%

FORMULA PARA CALCULAR EL RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL.

Suponiendo que existe la condición de propagación a través de una atmósfera con índice de refracción constante entre los puntos T y R de la figura 2.d.3.

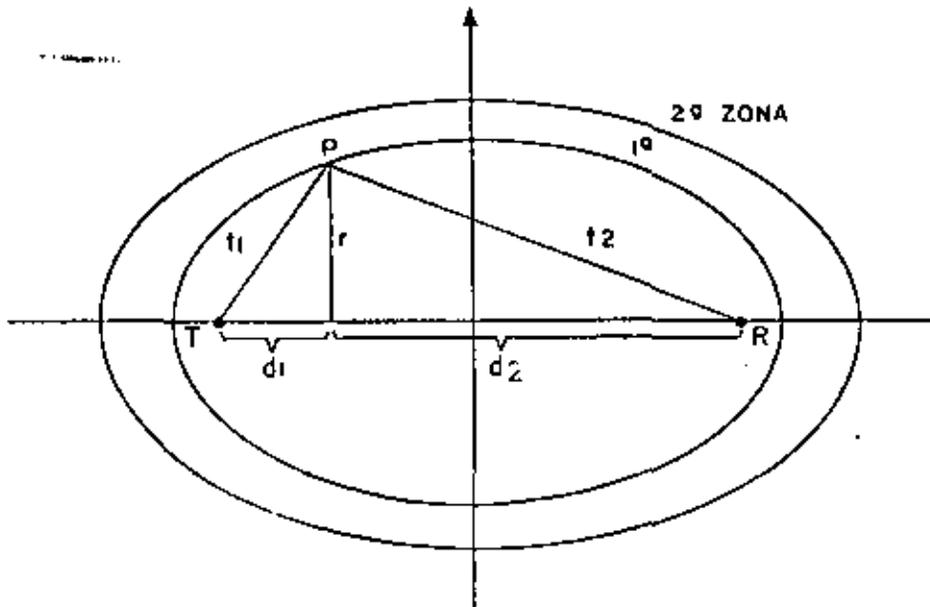


FIG. 2. d. 3.

Para cualquier zona, la diferencia entre la trayectoria de la onda TR y la reflejada TPR debe ser $n \lambda/2$.

$$t_1 + t_2 - (d_1 + d_2) = n \frac{\lambda}{2} \dots\dots\dots 2.d.1$$

Empleando el teorema de Pitágoras:

$$t_1 = \sqrt{d_1^2 + r^2} = d_1 \left(1 + \frac{r^2}{d_1^2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots 2.d.2.$$

$$t_2 = \sqrt{d_2^2 + r^2} = d_2 \left(1 + \frac{r^2}{d_2^2} \right)^{1/2}$$

La teoría del binomio es:

$$(a \pm b)^n = a^n \pm \frac{na^{n-1}b}{1!} + \frac{n(n-1)}{2!} b^2 a^{n-2} + \dots \quad 2.d.3$$

Es decir, se puede expresar t_1 y t_2 como:

$$t_1 = d_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{r^2}{d_1^2} + \frac{1/2 (-1/2) r^4}{2d_1^4} + \dots \right)$$

$$t_2 = d_2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{r^2}{d_2^2} + \frac{1/2 (-1/2) r^4}{2d_2^4} + \dots \right) \quad \dots \quad 2.d.4$$

Y como normalmente $r \ll d$ se utilizan solamente los primeros términos de las series:

$$t_1 = d_1 \left(1 + \frac{r^2}{2d_1^2} \right) \quad \dots \quad 2.d.5$$

$$t_2 = d_2 \left(1 + \frac{r^2}{2d_2^2} \right)$$

Entonces, combinando las ecuaciones (2.d.1) y (2.d.5)

$$t_1 + t_2 - (d_1 + d_2) = d_1 \left(1 + \frac{r^2}{2d_1^2} \right) + d_2 \left(1 + \frac{r^2}{2d_2^2} \right) - d_1 - d_2$$

$$= \frac{n\lambda}{2} \dots \frac{n\lambda}{2} = \frac{r^2}{2} \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)$$

La fórmula general para el radio de cualquier zona de Fresnel a cualquier d_1 del transmisor ó d_2 del receptor es:

$$r_n = \sqrt{\frac{n \lambda d_1 d_2}{(d_1 + d_2)}} \quad \text{para } n = 1, 2, 3, 4, \dots \dots \dots 2.d.6.$$

2.e. REFLEXIONES

Es obvio que, de la energía transmitida al espacio, parte llegará al receptor directamente y parte por conducto de reflexiones de la tierra. Al reflejarse las señales de microondas se absorberá cierta cantidad de energía por la tierra, originándose una atenuación y un cambio de fase de las ondas, dependiendo, naturalmente, del coeficiente de reflexión R, que, a su vez depende de la constante dieléctrica ϵ , la conductividad de la tierra σ y de la frecuencia de operación F.

Considerando un caso básico y sencillo de reflexiones -- por una tierra plana, las ondas se transmiten de un punto T a una altura h_1 , a un punto receptor R, a una altura h_2 , según se muestra se muestra en la figura 2. e.1.

Las ondas recibidas por R, se transmiten a través de un medio que tiene un índice de refracción constante, y pueden tomar la trayectoria directa T R ó la trayectoria T P R, después de haberse reflejado por la tierra a un ángulo θ .

El índice de reflexión es un número complejo que expresa la relación entre la onda incidente y la reflejada, es decir:

$$R = A e^{j\theta} \dots \dots \dots 2.e.1.$$

Donde A es el factor que determina la atenuación y θ el

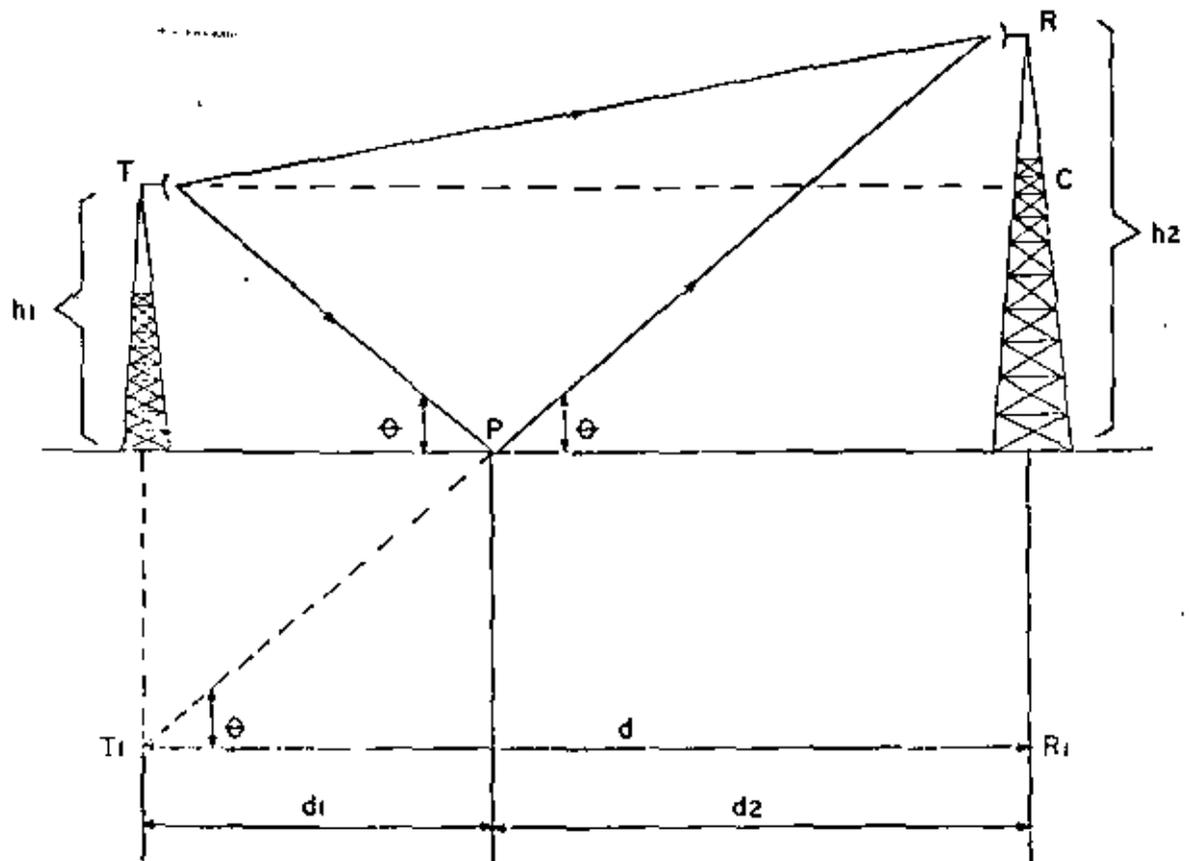


FIG. 2.e.1

factor que determina el cambio de fase de la onda al reflejarse. De la figura se ve que TPR es igual a T_1PR , es decir - que la diferencia Δ entre la trayectoria directa y la reflejada debe ser:

$$\Delta = (TP + PR) - TR \quad \dots\dots\dots 2.e.2$$

De la figura se ve que:

$$TP = \frac{d_1}{\cos \theta} \quad \dots\dots\dots 2.e.3$$

$$PR = \frac{d_2}{\cos \theta} \quad \dots\dots\dots 2.e.4$$

Es decir que:

$$TP + PR = \frac{d_1 + d_2}{\cos \theta} = \frac{d}{\cos \theta} = d \sqrt{1 + \tan^2 \theta} \quad \dots\dots\dots 2.e.5$$

para conocer $\tan \theta$ se determina que:

$$\tan \theta = \frac{RR_1}{TR_1} = \frac{h_1 + h_2}{d} \quad \dots\dots\dots 2.e.6$$

La ecuación (2.e.5) se convierte en:

$$TP + PR = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2} \quad \dots\dots\dots 2.e.7$$

La distancia TR se determina empleando el Teorema de Pitágoras en el triángulo TCR :

$$TR = \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 - h_1}{d}\right)^2} \quad \dots\dots\dots 2.e.8$$

Combinando las ecuaciones (2.e.2.), (2.e.7) y (2.e.8):

$$\Delta = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 + h_1}{d}\right)^2} - d \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 - h_1}{d}\right)^2} \quad 2.e.9$$

Normalmente se considera que $h_1 \ll d$ y $h_2 \ll d$ por lo cual se emplea el teorema del binomio, y simplificando se obtiene:

$$\Delta = d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_2 - h_1}{d}\right)^2 \right] - d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_2 + h_1}{d}\right)^2 \right]$$

$$\Delta = \frac{2 h_1 h_2}{d} \quad \dots\dots\dots 2.e.10$$

En conclusión, se puede decir que el receptor recibe, junto con la onda directa, las ondas que se hayan reflejado y que tienen con respecto a la onda directa:

- a).- Una amplitud relativa A debido a la atenuación al reflejarse.
- b).- Un defasamiento relativo debido a la diferencia de trayectorias Δ , que depende de las alturas de las antenas y de variaciones de K.
- c).- Un defasamiento ϕ debido a las reflexiones, que depende del ángulo de incidencia θ , de la polarización y de las características del terreno (ϵ, σ).

El defasamiento total tiene un efecto perjudicial sobre la transmisión de la onda directa y, en el caso de un sistema de microondas con modulación en frecuencia, aumentará la distorsión de fase y el ruido del sistema. La diferencia entre trayectorias

puede expresarse en grados:

$$\Delta = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{2 h_1 h_2}{d} = -\frac{4\pi h_1 h_2}{d \lambda} \dots\dots\dots 2.e.11$$

Y el defasamiento total será:

$$\alpha = \phi - \frac{4\pi h_1 h_2}{d \lambda} \dots\dots\dots 2.e.12$$

El coeficiente de reflexión para polarización horizontal es:

$$R_H = Ae^{j\phi} = \frac{\sin \theta - \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}} \dots\dots\dots 2.e.13$$

Y para polarización vertical:

$$R_V = Ae^{j\phi} = \frac{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) \sin \theta - \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}}{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) \sin \theta + \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}} \dots\dots\dots 2.e.14$$

La variación del factor de atenuación A con respecto al ángulo de incidencia se muestra en la Fig. 2.e.2. para diferentes polarizaciones de la onda.

Es aparente que, para ángulos alrededor de 90°, no existe diferencia entre la polarización vertical y la horizontal. Sin embargo, el defasamiento de la onda reflejada ϕ difiere casi 180° entre ambas polarizaciones, según se ve en la figura 2.e.3.

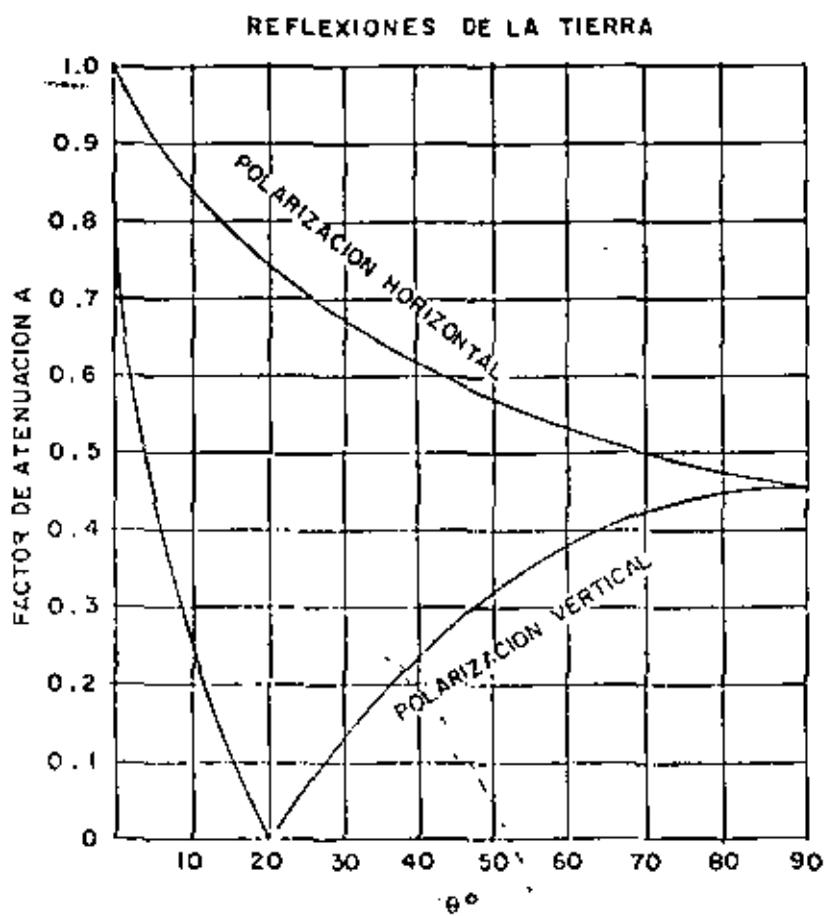


FIG. 2.e.2

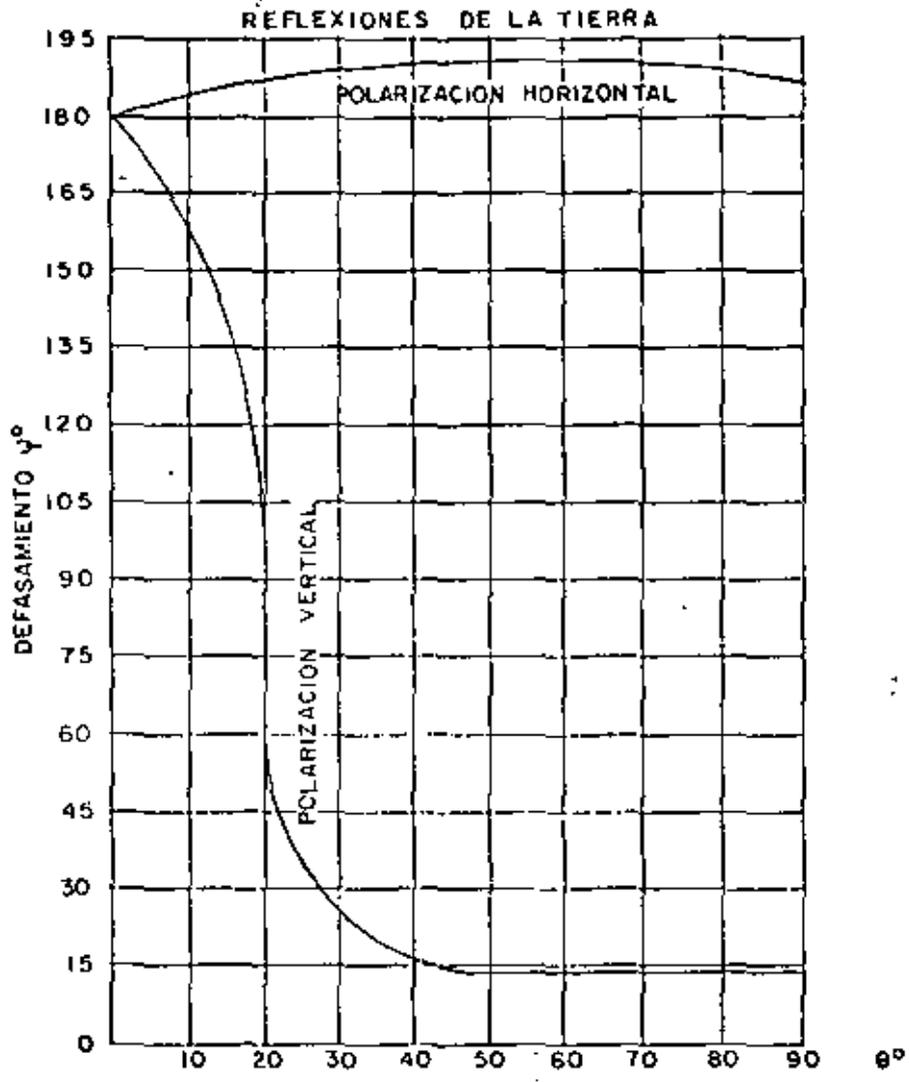


FIG. 2.e.3.

Las curvas anteriores tienen validez solamente para reflexiones de terrenos relativamente planos, que no tengan mucha vegetación o sean muy irregulares, el procedimiento a seguirse para determinar si un terreno es irregular se basa en el promedio de las alturas de las irregularidades (vegetación, árboles, etc). si éste promedio es menor que el valor de h_0 , se considera el terreno como irregular (Criterio de Rayleigh).

$$h_0 = \frac{\lambda d}{16 (h_1 + h_2)} \dots\dots\dots 2.e.15$$

Donde d es la distancia entre antenas de alturas h_1 y h_2 respectivamente.

Las ecuaciones anteriores para la reflexión de las ondas, se obtuvieron considerando la tierra como plana, lo que en realidad no es correcto. (criterio de Rayleigh). La geometría del problema cambia debido a la curvatura de la tierra (Fig. 2.c.2) y a la refracción de las ondas por la atmósfera ya que la energía de las ondas reflejadas por una superficie esférica es menor que para una superficie plana por lo cual estas tendrán menor influencia sobre la señal que llega al receptor. Además las alturas de las antenas se modifica para la curvatura de la tierra. Las fórmulas aplicables a este caso son:

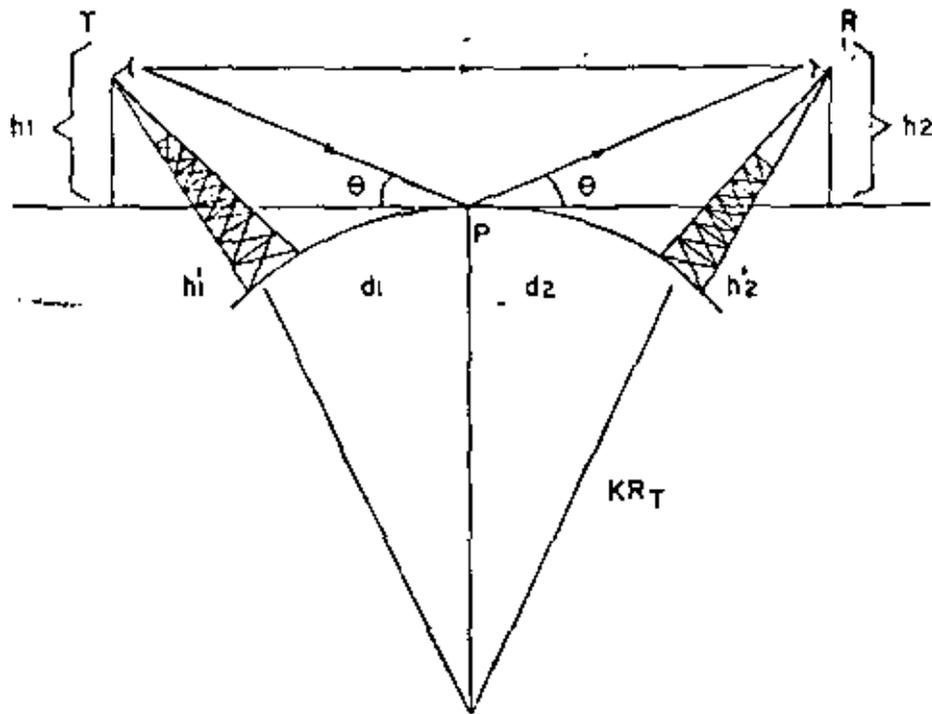


FIG. 2. c. 4.

$$h_1 = h_1' - \frac{d_1^2}{2KR_T} \dots\dots\dots 12.e.16$$

$$h_2 = h_2' - \frac{d_2^2}{2KR_T} \dots\dots\dots 12.e.17$$

$$d = d_1 \left(\frac{h_1 + h_2}{h_1} \right) = d_2 \left(\frac{h_1 + h_2}{h_2} \right) \dots\dots\dots 12.e.18$$

$$D = 1 + \frac{2 d_1 d_2}{KR_T d \tan \theta} \quad 1/2 \quad \dots\dots\dots 12.e.19$$

Donde h_1' y h_2' son las alturas conocidas de las antenas y $d = d_1 + d_2$ y D es un factor de divergencia que modifica la onda reflejada debido a que las reflexiones de una superficie esférica de las de la tierra plana $R = A De^{j\beta}$.

2.f. DESVANECIMIENTOS

Las variaciones del campo eléctrico recibido, ocasionado por los cambios del medio de transmisión, y la topografía de la ruta se denominan desvanecimientos, los cuales se dividen en dos grupos diferentes:

- a) Desvanecimientos por atenuación.
- b) Desvanecimientos por interferencia.

En cualquier momento pueden ocurrir los desvanecimientos mencionados solos o en combinación.

Para poder visualizar fácilmente los efectos de la atmósfera sobre la propagación se emplean curvas (Ver Figura 2.f.1) que representan la variación del índice de refracción modificado N (ecuación 2.b.3) con respecto a la altura sobre la tierra:

$$N = n + \frac{h}{R_t} = 1 + \frac{79}{T} \left(P + \frac{4800p}{T} \right) \times 10^{-6} + \frac{h}{R_t} \dots\dots\dots 2.f.1$$

El valor normal de N es solamente 1/10000 más grande que 1.

En algunas ocasiones es conveniente relacionar al índice de refracción modificado N con la constante M :

$$M = (N - 1) 10^6$$

Como cuando se efectúan mediciones meteorológicas, el índice modificado N tiene su uso al tratarse de Teoría Electromagnética, pero las curvas M o N , por supuesto, no alteran su

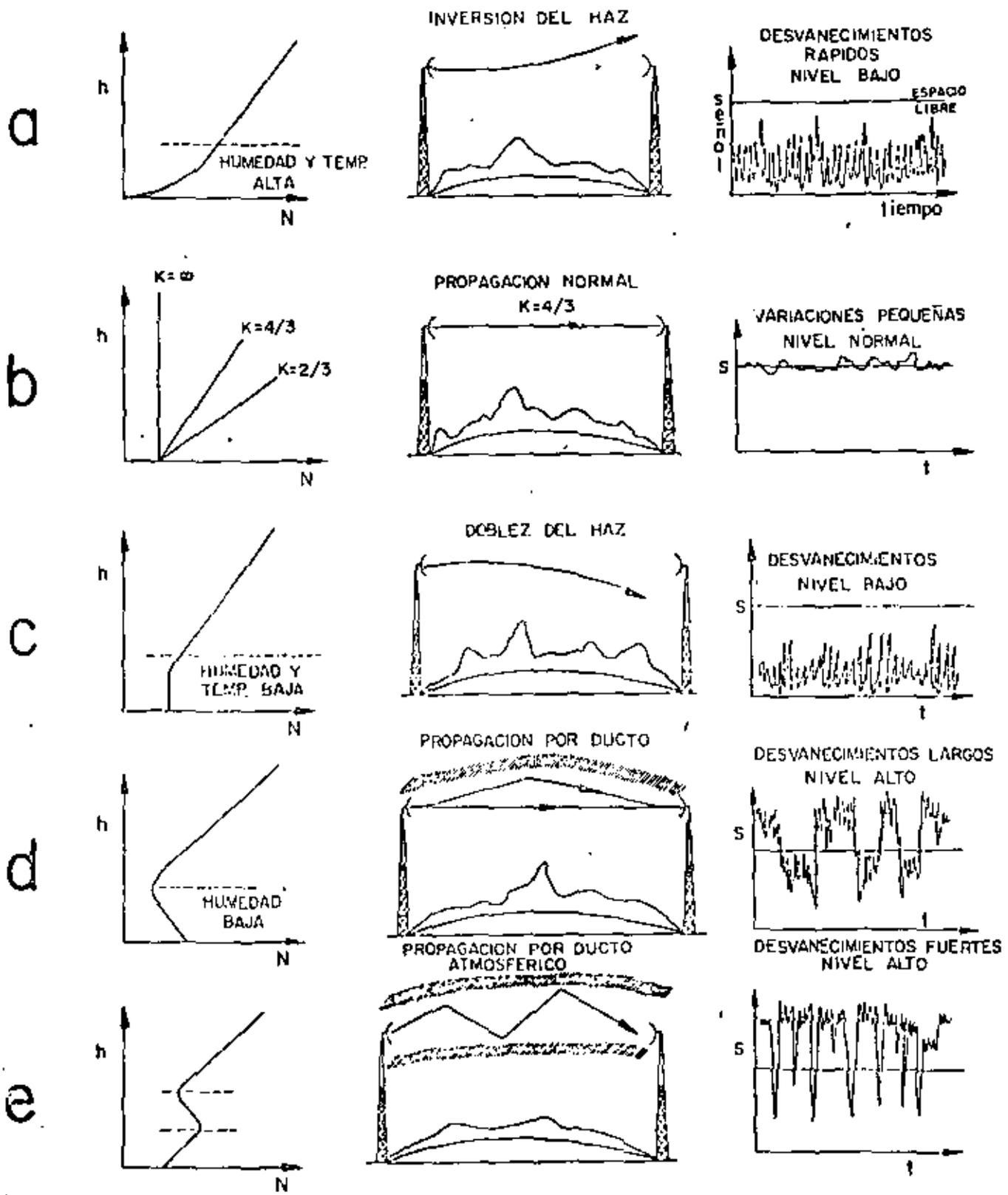


FIG. 2.f.1

DESVANECIMIENTOS

forma.

En una atmósfera estandar ($K = 4/3$) el índice N aumenta en forma lineal con respecto a la altura sobre la tierra y la inclinación de la curva significa la cantidad de doblez del haz de microondas con respecto a la tierra según se muestra en la fig. 2.f.2.

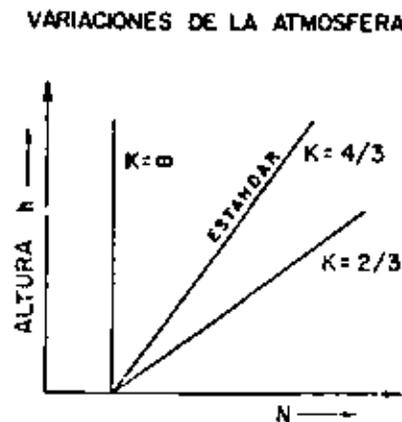


FIG. 2.f.2.

La condición normal prevalece durante el día cuando las corrientes de aire caluroso por convección así como los vientos, mantienen la atmósfera bien mezclada.

Durante otros tiempos ocurren efectos no lineales de temperatura, humedad y presión que causan irregularidades en las curvas del índice N que, a su vez son las causas de los desvanecimientos.

Al atardecer y durante la noche el calor es radiado por la tierra y distribuido a las capas de la atmósfera que se encuentran cerca de la tierra, creando así una inversión de tem-

peratura y cambios de humedad en la atmósfera.

Dependiendo de la evaporación que ocurre simultáneamente y de la condición de la atmósfera se distorsiona la curva del índice N y dá como resultado que el haz se invierte y se dobla hacia arriba aumentando su curvatura, y disminuyendo la señal recibida según muestra en la figura 2.f.1.a. En la cercanía de la superficie de la tierra equivale este efecto a una variación de K a $K = 2/3$ debido a que la pendiente de la curva disminuye, pero, en ciertos casos, puede ocurrir lo contrario: si la pendiente aumenta se invierte el haz hacia abajo y la señal también bajará y tendrá las variaciones que se muestran en la figura 2.f.1.c.

Esta condición se debe a poca humedad y a un aumento de temperatura con respecto a la altura de la tierra y, en ciertos casos, puede ocurrir debido a las temperaturas relativas que se encuentran entre los lagos y la tierra.

Si el aire caliente y seco pasa sobre la tierra fría se evapora la humedad y se pueden formar capas en la atmósfera -- muy bien definidas, las cuales dan como resultado la formación de ductos llamados así porque pueden atrapar las ondas de manera similar a una guía de onda. La curva de N tendrá la forma indicada en la figura 2.f.1.d. El mismo efecto de "ducto" puede formarse en regiones de alta presión barométrica al bajar grandes masas de aire que chocan con la tierra y se desparra--

man. Sin embargo en regiones de baja presión barométrica el --
aire que sube y los vientos que se forman mantienen la atmósfe
ra bien mezclada y favorecen la propagación normal.

Puede presentarse el caso de regiones montañosas donde--
se forma mucha neblina por enfriamiento de la tierra al atarde
cer o por el flujo de aire caliente sobre la tierra fría.

La neblina consiste de pequeñas gotas formadas al cam--
biar el agua del estado gaseoso al líquido, manteniendo la can
tidad total de agua constante, y debido a ésto no habrá gran--
des cambios del índice de refracción.

La inversión normal de la temperatura dentro de la ne--
blina puede ocasionar la condición descrita en la figura 2.f.-
1.a, con una ligera inversión del haz acompañada por un nivel-
bajo de la señal que subsiste hasta que la neblina desaparezca.

Las gotas de la neblina y de la lluvia normal tienen un
efecto despreciable sobre la propagación y presenta poca pérdi
da de la señal por la atenuación.

La figura 2.f.1.e, muestra la condición de ducto eleva-
do formado por dos capas que mantienen las ondas atrapadas au-
mentando la señal recibida cuando ambas antenas se encuentran
dentro del ducto y produciendo desvanecimientos fuertes debido
a las condiciones variables del mismo.

Desvanecimientos por atenuación ocurren bajo condicio--
nes de inversión o doblez del haz, cuando el obstáculo no se

libra lo suficiente para compensar las variaciones de la curvatura del haz y la señal será como se muestra en las figuras -- 2.f.1.a y 2.f.1.c.

Estos desvanecimientos pueden evitarse aumentando las alturas de las antenas, pero sin embargo, pueden ocurrir desvanecimientos por atenuación al atraparse las ondas por ductos atmosféricos y si el transmisor o receptor se encuentran fuera del ducto atmosférico puede disminuirse la señal considerablemente durante mucho tiempo o por cortos instantes, según sea el caso (figuras 2.f.1.d y 2.f.1.e.)

Los casos principales de los desvanecimientos por interferencias se atribuyen a las variaciones de temperatura, presión y humedad que continuamente ocurren en la atmósfera, dando como consecuencia que puedan ocurrir varias trayectorias de las ondas entre el transmisor y el receptor, ya sea por reflexiones en la atmósfera o de la tierra. Cada trayectoria tiene diferente longitud y se suma fuera de o en fase con la onda -- directa, dando como resultado que en cualquier instante la señal recibida será la suma vectorial de todas las ondas contribuyentes de diferentes trayectorias y puede mejorar o cancelar la señal recibida. Las variaciones de la señal recibida, calculada esta dísticamente, siguen la distribución de probabilidades de Rayleigh¹ según se muestra en la figura 2.f.3, junto --

1) Ver Apéndice 2

con valores experimentales obtenidos para diferentes frecuencias de operación y para diferentes longitudes de los tramos.

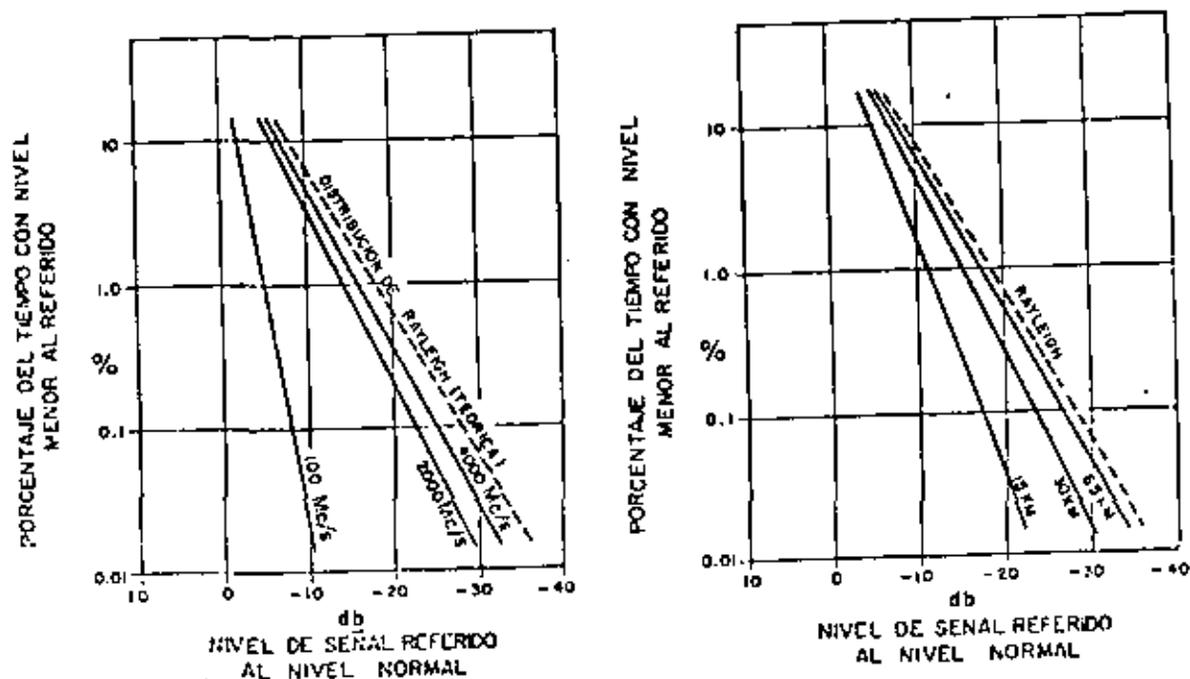


FIG. 2.f.3.

Para que los desvanecimientos de este tipo no afecten al sistema es necesario proveer una potencia de salida suficientemente alta y un margen adecuado contra desvanecimientos en el receptor, y en el caso de que los desvanecimientos sean excesivamente fuertes se pueden emplear métodos para operación en diversidad ya sea de frecuencia o de espacio.

El margen de seguridad contra desvanecimientos debe ser alrededor de 30 db para lograr una confiabilidad de 99.9% y

de 40 db para lograr una confiabilidad de 99.99% para el tramo en consideración. Además es importante mantener una longitud de los tramos entre 15 y 65 Km. ya que los desvanecimientos son proporcionales a la longitud del tramo.

Los desvanecimientos fuertes pueden ocurrir en los tramos de propagación que atraviesan sobre terrenos planos o sobre agua debido a que las ondas reflejadas pueden cancelar por completo la señal recibida. Estos efectos pueden disminuirse, si el terreno lo permite, localizando una antena en un punto alto y la otra en un punto bajo manteniendo así la diferencia de fase entre la onda directa y la reflejada relativamente constante debido a que el área de las reflexiones se sitúa en la cercanía de la antena baja y no cambiará mucho cuando varía el factor K.

CALCULO DE LA MEDIANA DE LA FUNCION DE DISTRIBUCION
DE RAY LEIGH.

La función de densidad de probabilidad esta dada por:

$$p(v) = \frac{2v}{K^2} \exp \left(-\frac{v^2}{K^2} \right) \quad v \geq 0 \quad \dots \dots \dots 2.f.2$$

donde $p(v) dv$ es la probabilidad de que la variable aleatoria V este en el rango $v \pm dv/2$.

La función de distribución acumulada está dada por:

$$P (V_s \leq v) = \int_0^v P (v) dv = 1 - e \times p\left(-\frac{v^2}{k^2}\right) \dots\dots\dots 2.f.3$$

y

$$P (V_s > v) = e \times p\left(-\frac{v^2}{k^2}\right) \dots\dots\dots 2.f.4$$

donde $P (V_s > v)$ es la probabilidad de que la variable aleatoria V_s sea mayor que cualquier valor de v . El valor cuadrático medio de V_s o la potencia promedio está dada por:

$$\langle v^2 \rangle = \int_0^{\infty} v^2 p(v) dv = K^2$$

del apéndice 2

$$K^2 = \alpha = 2 \sigma^2$$

se observa que la distribución de Rayleigh de la variable aleatoria está completamente especificada por la potencia promedio de la distribución. De la ecuación 2.f.3 el valor de la mediana v_m esto es el valor que excede a la mitad de el tiempo, puede calcularse usando la relación:

$$\frac{1}{2} = e \times p\left(-\frac{v_m^2}{\langle v^2 \rangle}\right)$$

$$v_m^2 = 0.693 \langle v^2 \rangle = 0.693 K^2$$

y

$$\frac{v_m^2}{K^2} = 0.693$$

$$\frac{v_m}{K} = 0.83$$

por lo tanto la mediana es cerca de 1.6 db debajo del valor rms.

La ec. 2.f.4 podrá expresarse en términos del valor instantáneo recibido de la potencia de la portadora P_R

$$W (P_R \geq P) = \exp(-P/P_0), \quad P_0 = \langle v^2 \rangle = K^2$$

donde $W (P_R \geq P)$ es la probabilidad de que se exeda la potencia recibida P y P_0 es la potencia promedio. Concluimos por lo tanto que mientras el nivel de amplitud de la señal recibida es una distribución de Rayleigh, la potencia recibida es una distribución exponencial.

La densidad probabilística de Rayleigh y la función de distribución acumulada se muestra en la figura 2.f.4.

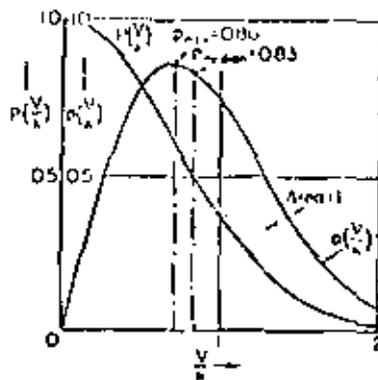


FIG. 2.f.4

Densidad de Probabilidad de Rayleigh y función de distribución acumulada

2.9. PROTECCIONES CONTRA DESVANECIMIENTOS

Características de los desvanecimientos

La mayor parte de los desvanecimientos que ocurren en trayectorias que pasan sobre terrenos irregulares con una transmisión libre adecuada son el resultado de la interferencia en-

tre dos ó más rayos que viajan por rutas ligeramente diferen--
tes en la atmósfera. Este hecho tiene cierto significado por--
que permite ciertos arreglos en el sistema para mitigar estos--
desvanecimientos. La evidencia es de que en buenas trayecto--
rias ópticas, el desvanecimiento por interferencias es contro--
lable. Los desvanecimientos debidos a interferencias son gene--
ralmente mayores en los meses de verano que en el del cualquier
otro tiempo del año, y para cualquier día en particular, los -
desvanecimientos son mayores en las primeras horas de la maña--
na. En longitudes de onda de 3 (10 GHz) a 20 cms. (1.5 GHz) --
hay una pequeña variación en los desvanecimientos a manera que
la longitud de onda se incrementa. La profundidad efectiva de--
los desvanecimientos con una función del porcentaje del tiempo
total o los desvanecimientos más profundos que se han registra--
do estan dados en un número de referencias. Pero no es posible
obtener conclusiones generalizadas, ya que las condiciones ---
(frecuencia, localización del sitio, etc.) no siempre seran --
las mismas. Sin embargo, ciertos resultados, pueden ser utili--
zados como una base para diseñar márgenes en el equipo para ma--
nejar los desvanecimientos en una base estadística:

- 1) Casi todos los desvanecimientos serios son debidos -
a una transmisión por trayectorias multiples complejas, en la--
que por lo menos hay cuatro rayos importantes contribuyentes.

2) Los peores desvanecimientos son generalmente en las primeras horas de la mañana en los meses de verano.

3) Desvanecimientos de una profundidad de -45 db se --
llegan a encontrar ocasionalmente.

4) Los desvanecimientos son selectivos en la frecuencia,
y virtualmente no se muestra correlación en frecuencias separa
das por 160 MHz ó más.

5) El promedio de la máxima rapidez de cambio de los -
desvanecimientos se ha encontrado que es de 10 db/seg. con ra
pideces tan altas como 100 db/seg. ocurriendo pocas veces.

6) La variación de los desvanecimientos con el tiempo-
se aproxima a la distribución de Rayleigh en una base estadís
tica para el mes más desfavorable (generalmente un mes de ve
rano). Esto parece ser una aproximación conservadora a la va
riación de los desvanecimientos con el tiempo, pero hay datos
disponibles para demostrar una correlación cercana entre una
distribución de Rayleigh y un sistema físico de microondas.

7) Es extremadamente improbable que todos los saltos -
tengan el mismo mes desfavorable. De los escasos datos que se
tienen a mano, probablemente no más del 30% de todos los sal
tos estan simultaneamente en el mes más desfavorable o en des
vanecimiento tipo Rayleigh durante cualquier mes. El resto de
los saltos probablemente están experimentando un desvanecimien
to menor que el de Rayleigh.

Consideraciones de diversidad.

En los sistemas de microondas que emplean trayectorias de línea visual entre puntos fijos, el efecto de desvanecimiento puede mantenerse al mínimo empleando métodos de protección por diversidad, ya sea de frecuencia o de espacio.

1) Para la Diversidad de Frecuencia se requiere del uso de dos transmisores de microondas, cada uno operando a diferente frecuencia, como se muestra en la fig. 2.g.1. Las dos señales de microondas se transmiten simultáneamente llevando cada una la misma información de banda base. Cuando ocurre cierta condición de propagación donde una de las señales sufre desvanecimiento por interferencia, la otra permanece en operación. La probabilidad de una condición en la cual ambas señales lleguen cada una con una señal que las cancele al mismo tiempo es substancialmente reducida. La mejora efectiva en la confiabilidad de propagación depende de la separación de las dos frecuencias.

2) Para la Diversidad de Espacio, la información se envía en una misma frecuencia por dos trayectorias diferentes, mediante una sola antena, como se muestra en la fig. 2.g.2. Las dos trayectorias se eligen, de manera que no exista la posibilidad de ocurrir desvanecimiento simultáneo en ambos. Para la recepción generalmente se utilizan dos antenas con separa--

ción vertical en una misma torre. El grado de protección que se obtiene con la Diversidad de Espacio es una función de la frecuencia y la geometría del terreno, que a su vez determina la separación de las antenas receptoras.

Recepción por diversidad.

Funcionan ya de manera totalmente satisfactoria, sistemas de microondas provistos de equipo para la recepción por diversidad, que pueden hacer frente a los desvanecimientos debidos a interferencias.

Se han desarrollado técnicas para determinar la distancia entre las antenas o la separación necesaria entre las frecuencias para asegurar una protección por diversidad contra los desvanecimientos profundos. Las técnicas fundadas en un modelo de dos rayos y que tienen en cuenta la variación medida del gradiente del índice de refracción a proximidad de la superficie terrestre, suponen que la señal recibida se compone de una onda directa y de una onda reflejada de amplitudes aproximadamente iguales, pero cuya fase varía en función del gradiente del índice de refracción.

De los estudios hechos en la República Federal de Alemania se desprende que la diversidad con antenas espaciadas verticalmente 50 longitudes de onda permite reducir los desvanecimientos debidos a la propagación por trayectos múltiples, pero

los estudios realizados en Francia y en Italia muestran que -- conviene utilizar una separación de 150 longitudes de onda. -- Las mediciones efectuadas a través del Canal de la Mancha en 4 GHz muestran que estas separaciones son insuficientes cuando - se produce un desenfoque de la señal y puede ser necesario uti- lizar separaciones verticales de antena de 700 a 1400 longitu- des de onda.

Se han efectuado medidas por diversidades de frecuencia, en 2,5 GHz en la República Federal de Alemania y en 2 GHz en - Italia, habiéndose comprobado que en trayectos de 50 á 70 Km. - de longitud es necesaria una separación de frecuencia de 150 á 200 MHz para una diversidad eficaz, pero en los trayectos - de 120 Km. de longitud puede reducirse la separación de fre- cuencia a 80 MHz.

Como consecuencia de las numerosas mediciones experimen- tales realizadas por varios países se han trazado la curvas de la Figura 2.g.3 que dan la mejora obtenida por la diversidad - en el espacio o en frecuencia. Estas curvas son válidas para - el mes más desfavorable, en que los desvanecimientos en el en- lace son considerables, y para frecuencias comprendidas entre 2 y 10 GHz aproximadamente. En frecuencias inferiores es pro- bable que la mejora aumenta algo. Para la diversidad en espa- cio, la separación vertical entre antenas se supone superior - a unas 150 longitudes de onda y para la diversidad en frecuen-

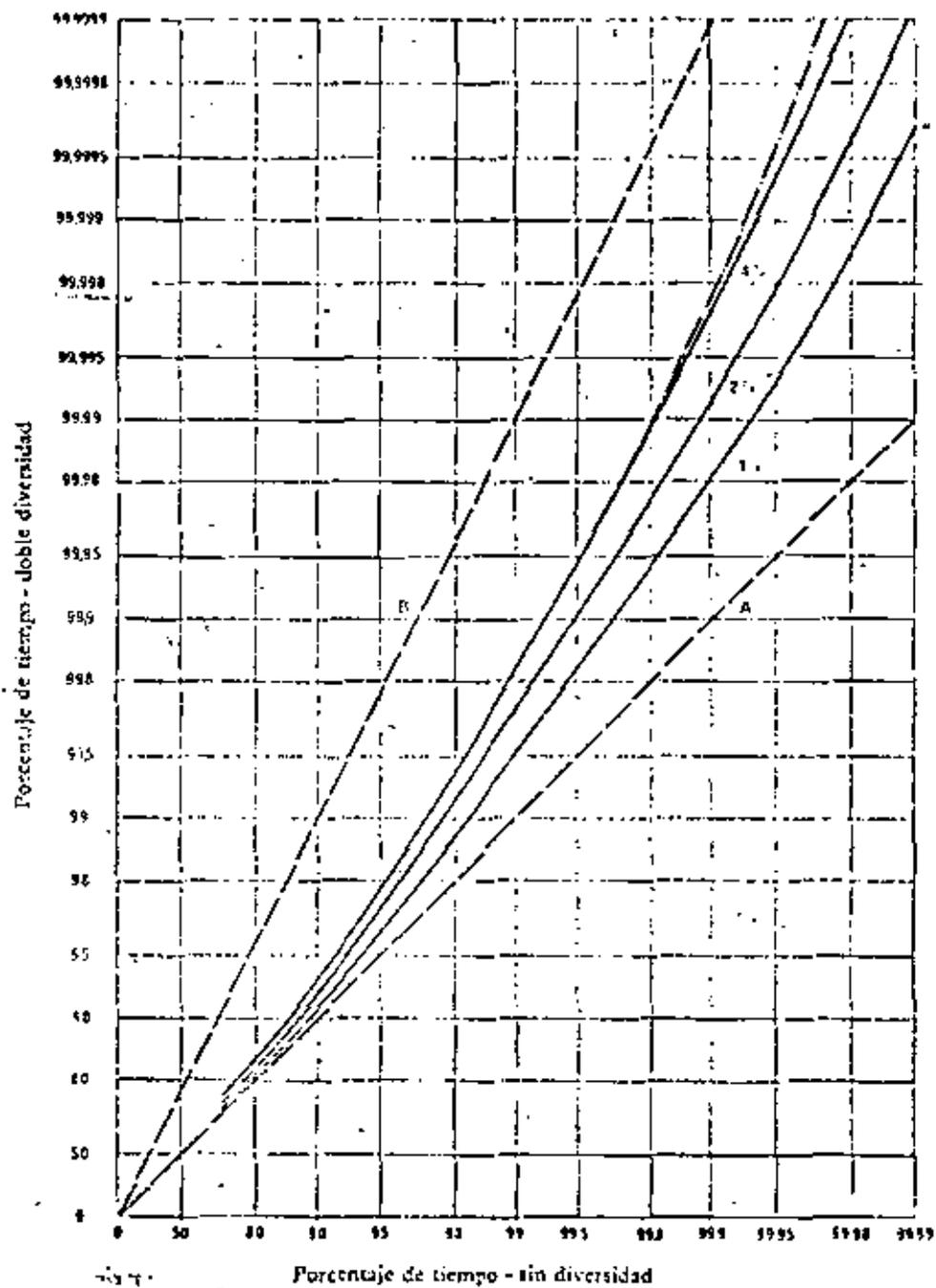


FIG. 2.9.3

cia, la separación entre frecuencias superior a unos 150 MHz.

En Estado Unidos, se han realizado mediciones para comprobar la eficacia de la diversidad de frecuencia y de la diversidad en el espacio. Dichas mediciones han puesto de relieve que los procedimientos actuales de diseño aplicables a trayectos de propagación sobre el agua y por terrenos regulares - no son apropiados, en general, para aplicarlos a trayectos sobre terrenos irregulares.

Combinaciones de las señales de calida.

Las señales captadas por las antenas receptoras en un sistema con diversidad en espacio o en frecuencia se combinan generalmente en cualquiera de las siguientes 4 formas:

1) Sistema con conmutación de antenas.- Este método pertenece a la categoría de los denominados de selección no óptima. El circuito de conmutación de antenas conecta las antenas separadas entre sí al receptor en un determinado orden, hasta que se encuentra la señal cuyo parámetro de control rebasa el umbral fijado. Esta señal se utiliza hasta que su parámetro de control es inferior al citado umbral, reanudándose entonces la búsqueda de la señal.

2) Sistema con adición selectiva denominada a veces selección óptima.- A diferencia del sistema anterior, el sistema de selección óptima, explora simultáneamente las señales proce

dentos, de N canales, y elige la mejor. Requiere disponer de N antenas y de N receptores.

Conviene señalar que en la recepción por diversidad con selección automática (óptima ó no), la conmutación produce ruidos adicionales, por lo que su uso es limitado. La selección óptima puede realizarse indistintamente en la frecuencia intermedia, en audiofrecuencia o en corriente continua, pero la conmutación en la frecuencia intermedia origina perturbaciones menos molestas.

3) Sistemas con adición según la relación máxima (adición cuadrática).- Si se cumplen ciertas condiciones, la relación máxima entre la energía de la señal y la potencia especificada de ruido que se puede obtener mediante la diversidad es igual a la suma de las relaciones obtenidas en los canales de diversidad.

El mejor circuito de adición pondera los niveles de entrada proporcionalmente a las relaciones señal/ruido en los subcanales del sistema con diversidad. El sistema ideal presupone la adición cuadrática coherente antes del detector. Este sistema es ideal porque reduce al mínimo la proporción de errores en los elementos. La adición no coherente da proporciones de errores mayores, pero requiere la puesta en fase de las señales que se añaden.

4) Sistemas con igualdad de amplificación.- En este sis

tema, la amplificación es la misma en todos los canales y la adición es lineal. La adición lineal antes del detector asegura una eficacia próxima a la obtenida con la adición cuadrática. La adición lineal no coherente después del detector es menos eficaz.

Todos los sistemas de combinación de las señales de diversidad utilizadas en la práctica pertenecen a una de éstas cuatro categorías o bien a una combinación de varias de ellas.

2.h. SELECCION DE SITIOS

Este capítulo describe la forma de la localización de sitios para un Sistema de Microondas, por líneas de vista. -- Existen muchas consideraciones para la selección de sitios:

1) Estudio de mapa.- El trabajo de selección de sitios para una estación de microondas empieza con el estudio de una Carta Topográfica. Si se dispone de una maqueta orográfica de la región, se facilitara la selección de los sitios auxiliándose de un hilo estirado entre los puntos y asegurándose que no exista obstrucción en la trayectoria. Una distancia estándar para la trayectoria de propagación para un circuito de microondas de banda ancha es aproximadamente de 50 kms. Alguna flexibilidad en la longitud de la trayectoria es, sin embargo, inevitable debido a las características naturales, a fin de conectar una ciudad rodeada de montañas o propagar sobre un lu-

gar muy estrecho.

En seguida describimos una investigación detallada de rutas posibles mediante el uso de mapas precisos dibujados a una escala de, por ejemplo, 1 a 50000. Primero, identificar el sitio propuesto claramente en el mapa, y Examinar su latitud, longitud, altitud y contorno del terreno, carreteras y ciudades.

Después, dibujar un perfil de la trayectoria de propagación para una atmósfera estandar ($K=4/3$) a fin de estudiar la relación de trayectoria de las ondas directa y reflejada. Si es necesario, también se prepara un perfil para $K=2/3$. La comparación entre todos los sitios propuestos sobre las siguientes condiciones debe hacerse en base a los datos obtenidos del estudio hecho anteriormente en los mapas.

Radio Propagación

a) Debe preeverse que exista una transmisión libre a través de toda la trayectoria. Al permitir un claro del haz directo de $2/3$ de la primera zona de fresnel desde el filo del obstáculo, se asegura un nivel de propagación igual al del espacio libre.

Una transmisión libre del mismo orden es necesaria, para $K=2/3$ para una transmisión confiable de microondas. Si una transmisión libre satisfactoria no puede ser obtenida, la antena es subida a la altura requerida.

b) Obstáculo como protección para las ondas reflejadas.

Si en una trayectoria no se logra una supresión satisfactoria de las ondas reflejadas como se muestra en la figura 2.h.1. debe hacerse un examen rápido para ver si se dispone una supresión por la directividad de la antena o es necesario adoptar antenas múltiples. Cuando las condiciones lo permitan se puede utilizar un obstáculo como protección para las ondas reflejadas debidas a los posibles cambios del punto de reflexión por las variaciones de K.

2) Mantenimiento.

a) Caminos y carreteras.

La existencia de caminos o carreteras es un factor importante para construir y mantener la estación.

En caso de ser necesaria la construcción de éstos se debe averiguar la distancia necesaria, la naturaleza del terreno, declives, la existencia de árboles, etc. de los lugares por donde se planea hacer el camino.

b) Meteorología

La construcción de los edificios que albergan las estaciones repetidoras estara en función de la meteorología del lugar y sus alrededores.

b.1) Velocidad del viento

La fortaleza y tipo de edificio y de la torre se determinan por la velocidad que alcanza el viento.

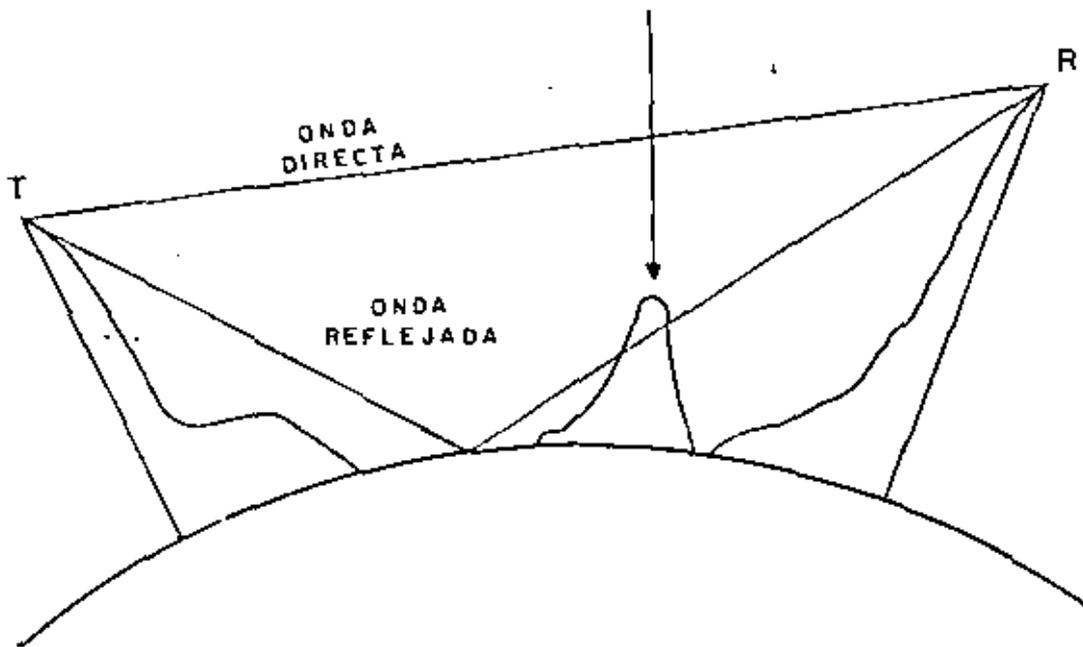


FIG. 2.h.1

b.2) Dirección del viento

La dirección del viento determina la dirección del escape del generador de energía y de los orificios para los ventiladores.

b.3) Temperatura

En relación con la temperatura se determinan las instalaciones de refrigeración o calefacción necesarias para la protección de los equipos.

b.4) Lluvia.

La cantidad de lluvia es factor determinante en el diseño de los caminos. En el diseño del enlace de las frecuencias 7 - 8 GHz o mayores, hay que tomar en cuenta las pérdidas --

a causa de la absorción de lluvia.

b.5) Humedad

La humedad, al igual que la temperatura, determina las condiciones de las situaciones de protección de los equipos.

C) Energía Eléctrica.- La energía eléctrica es indispensable para la construcción y el mantenimiento de la estación, por lo que se debe determinar si se consumirá luz pública o se creará un generador particular. En caso de consumir energía -- eléctrica pública, es necesario estimar y averiguar la frecuencia y el voltaje.

d)Otros.- Transportes de materiales para la construcción, método de depósito de los materiales, conocimientos sobre la existencia de problemas especiales de mantenimiento.

Mediciones en el Campo

Es necesario una investigación en el campo de los sitios propuestos, el punto de reflexión y de los obstáculos que son tomados en consideración para aclarar algunas dudas que quedan del estudio en el mapa. Generalmente, varias constantes de la trayectoria de propagación obtenidas del perfil del mapa o por cálculos numéricos tienen inevitablemente algunos errores, debidos a fallas en el proceso de su utilización. En el caso de que sean críticas para las condiciones necesarias una confirmación mediante mediciones de campo es esencial. En mediciones-

en el campo, pruebas como las del espejo contribuyen mucho para confirmar la transmisión libre y la altura requerida de las antenas. En la prueba del espejo los rayos del sol reflejados por un espejo son observados a grandes distancias y es un método excelente para verificar la línea de vista.

Cuando una estimación de las características de desvanecimiento y de las condiciones meteorológicas en la ruta propuesta es necesaria, una prueba de propagación es llevada a cabo - en un periodo de tiempo adecuado en la temporada mas desfavorable. Una prueba de propagación con el propósito de confirmar - la altura requerida de las antenas y del coeficiente de reflexión del terreno debe ser hecha en una temporada de calma. Si la ruta propuesta queda a lo largo de la costa y en un terreno desfavorable para la propagación, una prueba de propagación es absolutamente necesaria para estimar el funcionamiento total - del sistema.



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA Y SU RUIDO PERMITIDO

ING. FRANCISCO HERNANDEZ RANGEL

NOVIEMBRE, 1981

CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA Y SU RUIDO PERMITIDO

El primer paso en el procedimiento de diseño de un Sistema de Microondas, es la decisión del circuito de referencia, el cual servirá como una guía al ingeniero de diseño de equipos y Sistemas de Microondas. El circuito de referencia y su funcionamiento debe decidirse considerando lo siguiente:

1.- El propósito para el cual será empleado el Sistema de Microondas.

2.- En que situación o bajo que condiciones se usó el Sistema de Microondas.

Los requisitos de funcionamiento de los sistemas de radio que emplean FDM-FM se basan en las normas recomendadas por el CCIR para enlaces telefónicos internacionales que están compuestos de varios super grupos.

También los sistemas de microondas digitales cumplen con las normas recomendadas por este organismo.

Estas normas establecen la distribución de frecuencia de cada canal, los niveles de señal empleados y los requisitos de calidad de la señal, es decir de las especificaciones para el ruido máximo permitido en cada canal y su distribución en tiempo.

CIRCUITO DE REFERENCIA (RECOMENDACION 392)

Una ruta de microondas de larga distancia está formada de muchos enlaces (saltos) de radio de microondas (o

estaciones repetidoras). Esta ruta, la cual se define por referencia a un "circuito ficticio de referencia" de 2500 kms. de largo que es capaz de conducir hasta 600 canales telefónicos.

Este circuito ficticio de referencia de 2500 kms. se ilustra en la fig. (1).

SECCION DE MODULACION.- Una sección de modulación se le denomina a una novena parte de la distancia total de la ruta de 2500 kms. (1575 millas).

Una sección de modulación tiene demodulación o remodulación de la banda base. De acuerdo con las recomendaciones del CCIR la primera sección de modulación trasladará en frecuencia los super grupos (60 canales de voz), la segunda sección de modulación trasladará en frecuencia los grupos de 12 canales y la tercera sección de modulación trasladará los canales de voz individuales. De acuerdo con lo anterior en una tercera parte de la distancia total de la ruta (525 millas) se han desarrollado.

1 re/de modulación a nivel de canal de voz

2 re/de modulación a nivel de grupo

3 re/de modulación a nivel de supergrupo

y en la ruta completa de 2500 kms (1575 millas) tenemos

3 re/de moduladores a nivel de canal de voz

6 re/de moduladores a nivel grupo

9 re/de moduladores a nivel de supergrupo.

El propósito de la translación de frecuencia es la de evitar el incremento del voltaje del ruido por intermodulación entre los diversos repetidores en el enlace.

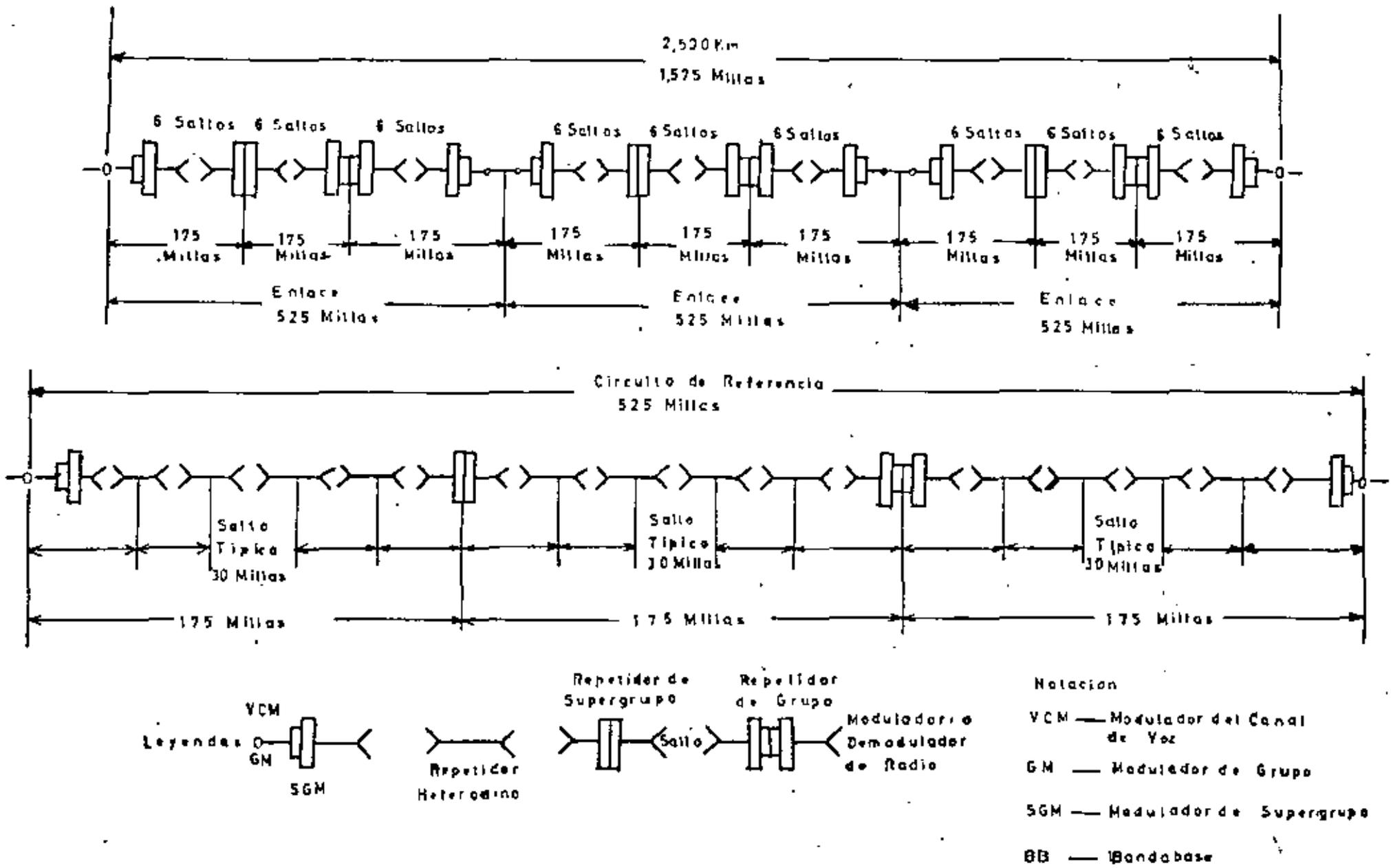
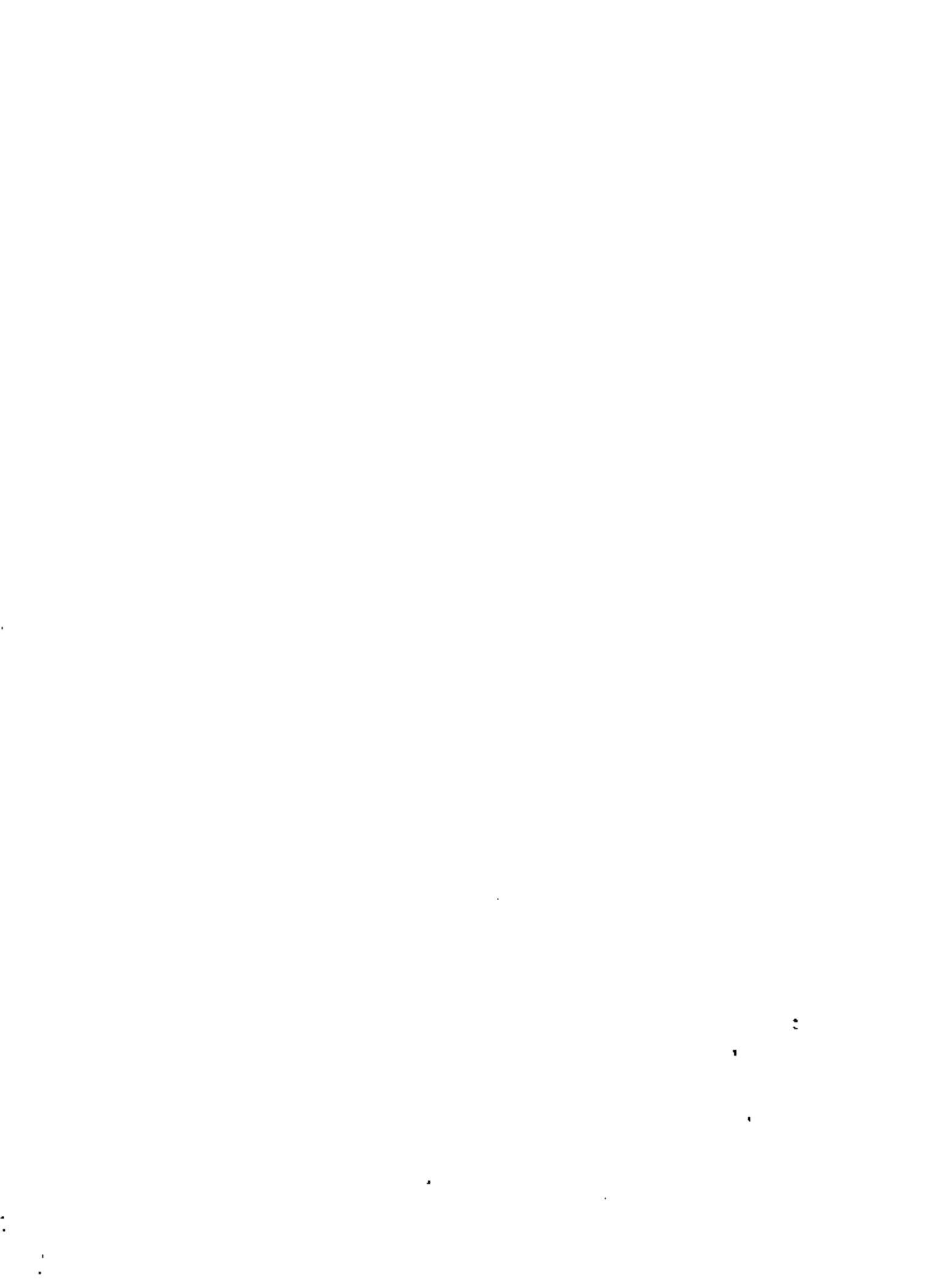


Fig. 1 CCIR Circuito hipotético de referencia para un radioenlace FM/FM

17



SISTEMAS DE MICROONDAS SOBRE EL HORIZONTE.

Para enlaces por microondas empleando sistemas de propagación sobre el horizonte, se tienen las siguientes recomendaciones.

1.- Longitud de circuito de referencia de 2500 Kms.

2.- Distancias del enlace de 100 a 400 Kms.

3.- El circuito de referencia debe cumplir la recomendación 192.

4.- Si una sección de radio bajo estudio tiene una distancia de L Km de longitud, el circuito de referencia hipotético debe formarse (estar compuesto de) $\frac{2500}{L}$ secciones de este tipo en tandem, y el valor de $\frac{2500}{L}$ debe de tomarse igual al número entero más próximo.

SISTEMAS DE MICROONDAS POR SATELITE (Recomendación 152).

Para enlaces de microondas por satélite (tierra-satélite-tierra), de acuerdo con el diagrama de la figura (2), se requiere un par de moduladores y demoduladores.

Potencia de ruido admitido sobre el circuito ficticio de referencia, recomendación 391-1 Nueva Delhi 1970.

La potencia de ruido medida con referencia a un punto de nivel relativo cero en el extremo receptor de un canal telefónico cualquiera del circuito ficticio de referencia, con longitud de 2500 km, para radio enlaces con microondas telefónicas con multicanalización por división de frecuencia no debe superar, teniendo en cuenta los desvanecimientos, los siguientes valores:

7500 pW potencia psfométrica media (1) en cualquier hora (2)
7500 pW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 20% de un mes cualquiera.

47500 pW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 0.1% de cualquier mes.

1000000 pW pesados (psfométrico) con un tiempo de integración de 5 milisegundos (ms) durante más del 0.01% de cualquier mes.

El ruido del equipo de multicanalización está excluido en los valores antes dichos. Por ello, el CCIT fija el ruido máximo del equipo multiplex, sobre el circuito ficticio de referencia, en 2500 pWp, potencia media en una hora cualquiera.

- (1) El nivel de la potencia de ruido con espectro uniforme en una banda de 3.1 KHz debe de reducirse por 2.5 dB para obtener la potencia de ruido cargado psfométricamente.
- (2) Las horas en las cuales el ruido es mayor, son generalmente aquellas cuando el desvanecimiento es más severo. Estas horas algunas veces son diferentes de las horas de mayor tráfico.



La integración del ruido en un minuto durante el período de fuertes desvanecimientos reduce el efecto de los picos de ruido muy elevados, pero de duración breve en acuerdo con el efecto perturbante sobre la calidad de la señal telefónica.

El límite de 1,000 000 pW (-30 dBmOp) con períodos de integración de 5 ms., no resguarda mucho a la señal telefónica y más cuando las señales impulsivas usadas en la teleselección, en la telegrafía y en la transmisión de datos que tienen breve duración, pueden estar sumergidos en picos de ruido muy elevados aunque brevísimos.

Para estas señales codificadas el ruido no debe ser pesado, porque no están, en el caso, en relación con las características fisiológicas del oído humano.

Potencia de ruido admitido para la parte radio eléctrica de los circuitos en los enlaces reales (recomendación 395-1 Nueva Delhi 1970).

1.- Cuando el enlace real difiere notablemente del circuito ficticio de referencia, la potencia psfomátrica de ruido en un punto de nivel relativo cero en un enlace con microondas de longitud L Km., de tal forma que: $280 < L < 2500$ no debe superar:

- a).- Un valor medio de 3L pWOp en una hora cualquiera ($7500 \text{ pWOp} / 2500 \text{ Km}$) 3 pWOp/Km.
- b).- Un valor medio, durante un minuto, de 3L pWOp para más del 20% en cualquier mes.

- c).- Un valor medio, durante un minuto, de 47500 pWOp, para más del $1/2500 \times 0.1\%$ de un mes cualquiera.

Cuando el enlace real difiere notablemente del circuito ficticio de referencia se tiene:

2.- Si $50 < L < 840$ Km. el ruido no debe superar:

- a).- Un valor medio de $3L + 200$ pWOp en una hora cualquiera.
- b).- Un valor medio, durante un minuto, de $3L + 200$ pWOp para más del 20% de cualquier mes.
- c).- Un valor medio, durante un minuto, de 47500 pWOp para más de $200/2500 \times 0.1\%$ de un mes cualquiera cuando $L < 280$ Km. y para más de $L/2500 \times 0.1\%$ de un mes cualquiera cuando $L > 280$ Km.

3.- Si $840 < L < 1670$ Km el ruido no debe superar:

- a).- Un valor medio de $(3L + 400)$ pWOp en una hora cualquiera.
- b).- Un valor medio, durante un minuto, de $(3L + 600)$ pWOp para más del 20% de cualquier mes.
- c).- Un valor medio, durante un minuto, de 47500 pWOp para más del $(L/2500) \times 0.1\%$ de cualquier mes.

Las siguientes notas también deben considerarse como parte de las recomendaciones del CCIR:



El ruido que proviene del sistema de alimentación y de los aparatos de conmutación, no deben tomarse en cuenta cuando se calcula la potencia del ruido.

Considerar que, durante una hora de mayor tráfico, el promedio del nivel absoluto de una señal múltiple - uniforme, es igual a $-15 + 10 \log N$ dBm para 240 canales telefónicos o más y $-14 \log N$ dBm de 12 a 240 canales telefónicos para un punto de nivel relativo cero, donde N es el número total de canales.

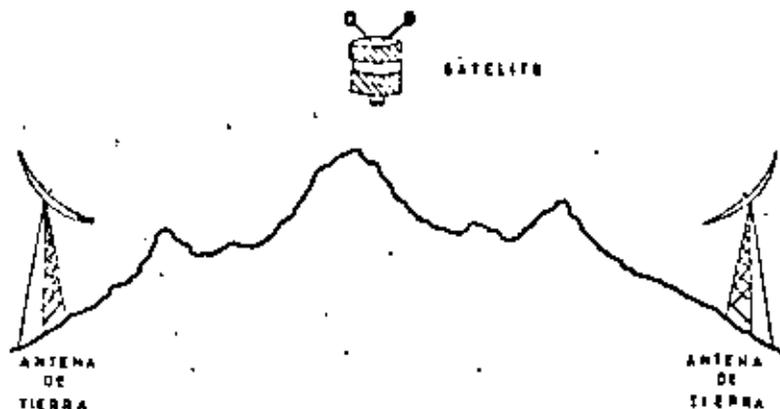


FIG. 2 CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE TRANSMISION POR MICROONDAS

RECOMENDACIONES DEL RUIDO PARA SISTEMAS DE MICROONDAS SOBRE EL HORIZONTE.

Recomendación 397

Cuando el sistema en consideración sea factible de realizarse con trayectorias con línea de vista, el ruido permitido debe de basarse en la recomendación 391.

En el caso de no existir trayectorias con línea de vista, las recomendaciones son:

- a) 25 000 PW de potencia media durante el 20% de cualquier mes.
- b) 63 000 PW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 0.5% de cualquier mes.
- c) 1000 000 PW no pesados con un tiempo de integración de 5 milisegundo (mseg), durante más del 0.05% de cualquier mes.

Recomendación para sistemas de microondas por satélite

(Recomendación 351)

- a) 10000 PW potencia psfométrica media en cualquier hora.
- b) 80000 PW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 20% de un mes cualquiera.

El segundo paso en el procedimiento de diseño de un enlace de microondas es la distribución del ruido permitido en cada uno de los elementos que componen el circuito hipotético de referencia. Debe tomarse en cuenta el valor del ruido permitido de 0,011 del tiempo para la confiabilidad del sistema. Se considera que los valores de 0,11 y el 20% del tiempo también se satisfacen cuando se cumple con la recomendación de los valores de la potencia media en una hora en el 0,012 del tiempo.

El ruido tiene básicamente dos orígenes. Uno de ellos es el ruido térmico que se genera en las antenas y en los pasos de RF de los receptores de microondas. En los sistemas de FM sin desvanecimientos, este ruido está en función de la potencia transmitida, la distancia entre estaciones, ganancia de antenas, de la desviación de frecuencia, etc.

El otro origen del ruido es debido a la intermodulación entre las componentes de una señal multicanal provocada por la linealidad de los circuitos.

La señal multicanal está compuesta de la suma de varios canales de voz, cada uno de los cuales está formado de un gran número de señales senoidales que tienen una relación de amplitud y fase aleatorias. La señal resultante se asemeja a un ruido aleatorio y la intermodulación entre las varias componentes en esta señal también es muy semejante al ruido aleatorio.

El ruido de intermodulación se incrementa en general con la desviación de frecuencia empleada en el sistema, mientras que el ruido térmico disminuye.

En un sistema de microondas se acostumbra ha-

cer el ruido térmico igual al ruido de intermodulación, por lo que la desviación de frecuencia debe ajustarse para cumplir con este requisito.

En el análisis de cualquier sistema de microondas, el punto de partida básico es generalmente la razón de señal a ruido obtenida en el ancho de banda de información. Si se considera únicamente el ruido térmico, dado que es esta componente del ruido lo que determina la potencia requerida, los 3,750 pw de ruido permitido en los 2500 kilohertz dan como resultado una razón señal a ruido térmico de 54,3 dB referidos a una señal de 0dBm. La razón señal a ruido por salto, considerando 54 saltos será de 71,6 dB ponderados con respecto a una señal de 0dBm.

Conociendo la razón señal a ruido y las características del receptor, más adelante se calcularán la razón portadora a ruido y la potencia de la señal requerida que concuerdan con las características especificadas.

El ruido de intermodulación requerido por cada sección de modulación es $3750/9 = 417$ pw. cada sección de modulación está formada por 6 saltos con repetidores heterodinos y dos amplificadores de banda base, un modulador y un demodulador.

La distribución del ruido ponderado puede hacerse de la siguiente manera:

Modems	100 pw	
Líneas de alimentación	200 pw	
Retardo de grupo	100 pw	
TOTAL	400 pw	Lo cual queda dentro de los requisitos, ya que lo permitido es 417 pw por cada sección de modulación.



ANÁLISIS DE LAS NORMAS DE FUNCIONAMIENTO DEL CCIR

La recomendación del CCIR (recomendación 200), para la distribución de la potencia de ruido para las condiciones de una señal con distribución Rayleigh, indican que si N_0 es la potencia de ruido de una señal estacionaria igual a la potencia RMS de una distribución Rayleigh, la potencia promedio de ruido de una señal con desvanecimiento Rayleigh está 10 db arriba de N_0 .

Si se tiene un sistema con Z repetidores, se puede esperar un severo desvanecimiento en k repetidores simultáneamente. La potencia de ruido promedio de los repetidores desvanecidos más la potencia de ruido promedio de los repetidores no desvanecidos se puede expresar como:

$$N_z = 10 \text{ KNO} + 1.44(z-k) N_0 \quad (1)$$

donde

N_z = potencia de ruido térmico promedio total.

N_0 = ruido térmico de un solo repetidor no desvanecido.

1.- De acuerdo con la primera especificación, o sea que 7500 pW de potencia de ruido promedio ponderado (pulsado) no deben ser excedidos en ninguna hora; empleando la ecuación (1), el CCIR ha sugerido que en una hora desfavorable, el 20% de los repetidores están desvanecidos, sin embargo de acuerdo con las especificaciones de cualquier hora (o algunas veces se especifica, la peor hora del peor mes), será conveniente considerar que todas las secciones están desvanecidas simultáneamente con una distribución Rayleigh.

Para un circuito de referencia de 2500 Kms que contiene 50 repetidores de aproximadamente 50 kilómetros cada uno, el valor de diseño para N_0 , puede determinarse como:

$$N_0 = \frac{N_z}{10z} = \frac{3750}{10 \times 50} = 7.5 \text{ pW}$$

N_z debe ser de 3750 pW

2.- La segunda especificación es que 7,500 pW de potencia de ruido promedio pesados en un minuto, no deben ser excedidos por más del 20% de cualquier mes cuando el desvanecimiento es severo. El CCIR ha observado que puede esperarse que el 25% de todos los repetidores estén desvanecidos con distribución Rayleigh durante los períodos de severo desvanecimiento; la potencia promedio en un minuto no excedida en 20% del tiempo es obtenida, determinando la distribución del ruido total, suponiendo los saltos independientes de la gráfica de la fig. (3) puede observarse que la potencia de ruido en el espacio libre está 19.8 db por debajo de 3750 pW, o sea 39.2 pW.

$$-19.8 \text{ db} = 10 \log \frac{P_n}{3750} \quad P = 39.2 \text{ pW}$$



CALCULO DE LAS CARACTERISTICAS DE UN SISTEMA DE MICROONDAS POR LINEA DE VISTA

3.- La tercera especificación es que 47500pw de potencia de ruido promedio ponderado en un minuto no deben ser excedidos por más del 0.1% de cualquier mes cuando el desvanecimiento es severo. Otra vez se supondrá que el 25% de todos los saltos están desvanecidos y de acuerdo con la fig. (3) se observa que el ruido térmico en el espacio libre debe ser de 41.2 dB por debajo de 47500 pw, o sea

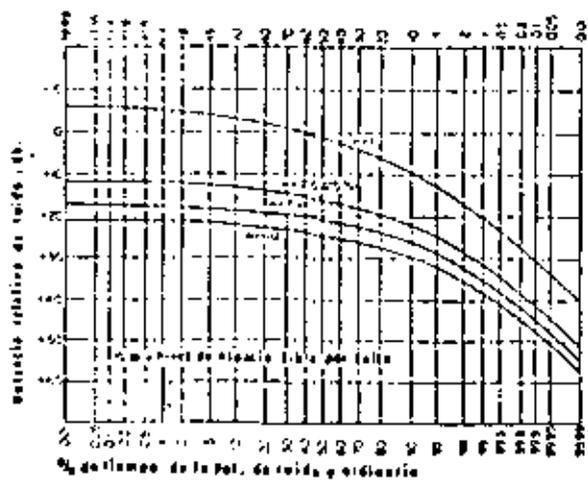
$$-41.2 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{47500}$$

$$P_n = 3.32 \text{ pW}$$

4.- El requisito final es que la potencia de ruido promedio no pesado de 10^6 pw no debe ser excedido por más del 0.01% de cualquier mes cuando el desvanecimiento es severo suponiendo que el 25% de los saltos están desvanecidos y empleando las gráficas de la fig. (7), se observa que la potencia de ruido en el espacio libre está 51 db por abajo de 10^6 pw o sea:

$$-51 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{10^6 \text{ pW}}$$

$P_n = 2.9 \text{ pW}$ no ponderado



Señal de recepción sin desvanecimiento. Si se considera un circuito de 2500 kms. con 50 saltos, de aproximadamente 46 kms. cada salto, de acuerdo con el CCIR, la mitad del ruido pesado permitido (7500pw) correspondiera al ruido térmico, o sea 3750 pw, de ruido promedio en cualquier hora en la salida del canal de voz. Por cada salto de 46 kms. Esto nos lleva a un ruido pesado de:

$$\frac{3750 \text{ pw}}{50} = 75 \text{ pw} = -71.6 \text{ dBm0}$$

La razón de señal de tono de prueba (0 dB=0) o ruido térmico pesado es

$$\frac{S}{N_T} = 0 \text{ dBm0} - (-71.6 \text{ dBm0}) = 71.6 \text{ dB pesados}$$

De acuerdo con la tabla No. (4-3), permitiendo 2.5dB de carga psfométrica, se tiene que:

$$\frac{S}{N_T} = 71.6 \text{ dB} - 2.5 \text{ dB} = 69.1 \text{ dB no pesados.}$$

Se requiere ahora determinar la potencia de portadora requerida a la entrada del receptor para alcanzar la razón S/N de salida requerida en un canal particular de la banda base detectada (a la salida del demodulador de P.M.)

Esta razón se expresa como: $\frac{S}{N_T} = \left(\frac{C}{N}\right)_i \left(\frac{P_n}{2B}\right) \left(\frac{P_d}{T_n}\right)^2$

donde: $\frac{S}{N_T}$ = razón de la señal (tono de prueba) al ruido térmico



mico no pesado referido al punto de nivel cero del canal de voz.

C = potencia de portadora a la entrada del mezclador del receptor.

N = potencia de ruido en la entrada del demodulador de FM.

B_n = ancho de banda del ruido en el receptor (PI)

b = ancho de banda del ruido en el canal de voz

F_d = desviación pico del canal de voz para un tono de 0 dBm0

f_m = frecuencia promedio del canal bajo consideración.

Obsérvese que la salida de la razón señal a ruido es más pobre en los canales altos, ésto es:

Considérese ahora un sistema de 600 canales de voz en los cuales se emplearán las siguientes consideraciones.

$$\frac{S}{N_t} = \left(\frac{C}{N}\right) \left(\frac{B_n}{2B}\right) \left(\frac{F_d}{f_m}\right)^2 = \left(\frac{C}{N}\right) i \times \text{Factor de mejoramiento}$$

f_m = frecuencia moduladora máxima de banda base

Estas ecuaciones son válidas para $b \ll f_n$ y $\frac{C}{N_t} \gg 10$ dB.

Considérese ahora un sistema de 600 canales de voz en los cuales se emplearán las siguientes consideraciones.

B_n = 30MHz

b = 3.1 KHz según recomendación No. 191-1 del CCIR

F_d = 200 KHz $\sqrt{2}$ = 283 KHz según recomendación No. 404-1 del CCIR,

f_m = 2.54 MHz que se requiere para un sistema de 600 canales de voz.

Con las características establecidas se tiene que el factor de mejoramiento en dB estará dado por

$$\text{Factor de mejora} = 10 \log \left(\frac{B_n}{2B}\right) \left(\frac{F_d}{f_m}\right)^2 = 10 \log \left(\frac{30 \times 10^6}{2 \times 3.1 \times 10^4}\right) \left(\frac{283 \times 10^3}{2.54 \times 10^6}\right)^2$$

= + 17.9 dB ----- (2)

$$\frac{C}{N_t} = \frac{S}{N_t} \frac{1}{\text{fact. de mejora}} = 69.1 \text{ dB} - 17.9 \text{ dB} = 51.2 \text{ dB}$$

La potencia de ruido disponible total referida a las terminales de entrada del receptor será:

$$N_t = K T_{\text{e}} B_n = K T_{\text{e}} B_n F_{\text{op}} \text{ ----- (3)}$$

en dBs

$$N_t = 10 \log K T_{\text{e}} + 10 \log B_n + 10 \log F_{\text{op}} \text{ donde } K = \text{constante de Boltzman} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ watts-seg/}^\circ\text{K} \text{ ----- (1)}$$

T = Temperatura de ruido del sistema referida a las terminales de entrada del receptor

T_e = Temperatura Kelvin = 293 °K

F_{op} = Figura o cifra de ruido de operación del sistema receptor (para este caso se considerará de 10dB).

$$10 \log K T_{\text{e}} = 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 293) = -203.9 \text{ dBm}$$

$$N_t = -203.9 + 74.8 + 10 = -119.2 \text{ dBm} = -89.2 \text{ dBm}$$

$$C_t = N_t + 52.2 \text{ dB} = -89.2 \text{ dBm} + 52.2 \text{ dB} = -38 \text{ dBm}$$

De acuerdo con lo anterior, la potencia de por-

tadora requerida en la entrada del receptor en ausencia de desvanecimiento será de -38dBm.

SEÑAL DE RECEPCIÓN CON DESVANECIMIENTOS

Considérese ahora una ruta de microondas formada por 54 saltos donde se supone que cualquier salto puede tener un fuerte desvanecimiento con distribución Rayleigh. En este caso se considera que la pérdida por trayectoria en el espacio libre corresponde a la señal media de recepción, la cual nos da un punto de referencia para la aplicación de la distribución Rayleigh.

Si se supone que solamente un salto está desvanecido con distribución Rayleigh, o sea que tiene 10dB de degradación con respecto a la señal media por 0.01% del tiempo, entonces para cumplir el objetivo de 75000 pw en el 99.99%, este salto debe tener una media o ruido en el espacio libre de 40 dB (ver gráfica) por debajo del espacio libre o empleando el caso más severo de 41dB (41dB para TD-2), entonces para cada salto bajo condiciones de espacio libre se tiene que:

$$41\text{dB abajo de } 75000 \text{ pw} = 6 \text{ pw}$$

Debe notarse que el ruido del sistema con una confiabilidad del 99.99% con un salto desvanecido es:

$$75000 \text{ pw} + 53 \times 6 = 75118 \text{ pw}$$

Sin embargo se despreciarán los 118 pw debido a los 53 saltos no desvanecidos.

De acuerdo con los dos datos mencionados, en una ruta de microondas de 2500 kms. se considera que aproximadamente el 10% de los saltos estarán afectados por un fuerte desvanecimiento, mientras que el resto permanecerá con desvanecimientos no muy severos. Se supondrá que 16 de los saltos estarán

afectados simultáneamente por un fuerte desvanecimiento con distribución Rayleigh que el efecto de los otros saltos será despreciado. El problema se reduce ahora a un problema de distribución de probabilidad de un tandem de 16 generadores de ruido-Rayleigh. Para 16 fuentes de ruido en cascada se tiene una figura de 15 dB superiores a una fuente de $10 \log 16 = 12\text{dB}$.

Dado que el ruido medio (en el espacio libre) de un salto (fuente) con distribución Rayleigh es de 6 pw, entonces para el desvanecimiento de 16 saltos, el ruido medio (en el espacio libre) por salto será: 15dB abajo de 6 pw = 0.19pw.

Así, el ruido por salto debe ser de 0.19pw = -97.2dBm0 ponderados = -94.7dBm0 no ponderados.

La potencia de recepción sin desvanecimiento se calcula de la manera siguiente:

$$C/N_1 = \frac{S}{N_1} (dB) - 17.9 \text{ dB no ponderados.}$$

$$S/N_1 = 0\text{dBm0} - (-94.7\text{dBm0}) = 94.7\text{dB}$$

$$C/N_1 = 94.7 - 17.9 = 76.8\text{dB}$$

$$N_1 = -89.2\text{dBm}$$

$$C_1 = 76.8 + (-89.2\text{dBm}) = -12.4\text{dBm media (en el espacio libre)}$$

Esto es, la potencia de recepción (en el espacio libre) requerido para prever o compensar los efectos de desvanecimiento con distribución Rayleigh en los 16 saltos. Compárese con $C_0 = -38\text{dBm}$ requeridos para el caso de que no exista desvanecimiento.

Potencia de transmisión sin mejoramiento.

Ahora se analizará la potencia requerida por los transmisores a diferentes frecuencias, cuando se considera una ruta de microondas, considerando que 16 saltos están simultáneamente desvanecidos con distribución Rayleigh.

Considérense las siguientes características:

Pérdidas en los circuitos del RF del receptor - Pérdidas en los circuitos de RF del transmisor.

Aislador	1dB	1dB
Filtro paso-banda.	1dB	1dB
Líneas de Transmisión.	2dB	2dB
Filtros de ramificación	1dB	1dB
Total	5dB	5dB

	900Hz	26Hz	46Hz	86Hz
Pérdidas de RF en el receptor.	+5db	+5db	+5db	+5db
Pérdidas de RF en el transmisor.	+5db	+5db	+5db	+5db
Pérdidas por trayectoria (espacio libre) Aprox. 46.1kms.	+125.2db	+132.2db	+138.4db	+144.3db
Ganancia de la antena transmisora.	-27.3db	-34db	-40db	-46db
Ganancia de la antena receptiva.	-27.3db	-34db	-40db	-46db
C en el espacio libre dbm.	-12.4dbm	-12.4dbm	-12.4dbm	-12.4dbm
Pérdidas netas de RF.	+80.6db	+74.2db	+68.4db	+62.3db
Potencia de transmisión.	+68.2dbm =6.5kw	+61.4dbm =1.5kw	+56dbm =400w	+49.9dbm =100w

Como puede observarse los resultados anteriores son impracticos para enlaces de microondas por línea de vista, y será necesario reducir la potencia de transmisión.

TECNICAS DE MEJORAMIENTO.

Una de las ventajas más atractivas de la diversidad ¹⁾, es su habilidad para reducir la fracción de tiempo en el cual, la señal cae a niveles no deseables.

La selección de doble diversidad para el mejoramiento de un enlace es atractivo, debido a los sistemas por línea de vista operarían con doble protección en toda la ruta.

Existen varios tipos de combinación de protección, entre otros:

- 1.- El tipo selector (o conmutación) en donde los canales son conmutados hasta que se encuentra uno cuya calidad excede al umbral pre-establecido.
- 2.- El tipo de razón máxima. En este caso el factor de ponderación de cada canal se ajusta automáticamente hasta que se obtiene la razón máxima de señal a ruido.
- 3.- El tipo de igual ganancia. En este caso todos los canales son ponderados uniformemente, independientemente de la variación de calidad.

El mejoramiento de un sistema que emplea técnicas con doble diversidad puede observarse en la fig. (4).

- 1) El término diversidad se refiere a sistemas en los cuales se tiene la posibilidad de contar con dos o más niveles no correlacionados de la señal deseada.

El mejoramiento en la señal media entre un sistema con diversidad y otro sin diversidad (con distribución Rayleigh), se desprecia, dado que la pérdida por trayectoria media y la pérdida por trayectoria en el espacio libre es aproximadamente la misma para enlaces por línea de vista.

Se ha observado prácticamente que no obtienen ventajas al seleccionar la combinación del tipo de igual ganancia para sistemas por línea de vista. De la fig. (4) se puede observar una figura de mejoramiento de 10dB para doble diversidad para una confiabilidad de propagación del 99.99% empleando combinación de igual ganancia.

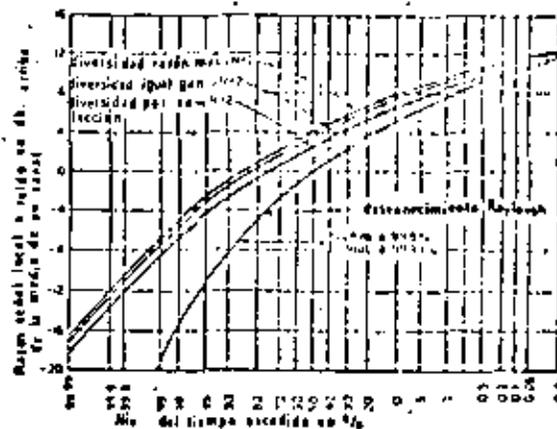


FIG. (4) Distribución con doble diversidad

Mejoramiento debido a la equalización de banda base.-

El ruido blanco en banda base en ausencia de una red de preénfasis (preacentuación), de un sistema modulado en frecuencia, tiene una distribución triangular, es decir que el voltaje de ruido en una banda angosta determinada, es proporcional a la frecuencia central de la banda.

Así en sistemas FDM-FM la razón señal a ruido en los canales de voz varía de acuerdo con la posición del canal en la banda base, de acuerdo con la ecuación (1). Por lo tanto es muy razonable intentar obtener por un lado una razón señal a ruido uniforme en todos los canales, y por otro un sistema más económico, incrementando la desviación de la frecuencia de portadora para los canales superiores relativos a los canales inferiores. Sin embargo, si este proceso se lleva demasiado lejos, el nivel del ruido por intermodulación en los canales de baja frecuencia tiende a ser excesivo.

Por lo tanto, es necesario hacer un compromiso y las características de la red de preénfasis que han sido adoptadas para los sistemas FDM-FM con capacidades de 960 canales telefónicos y provisionalmente para los sistemas de 1800 canales, se muestran en la fig. (5).

La característica de la red de preénfasis (recomendación del CCIR No. 275), es aquella obtenida al emplear una red con una pérdida de inserción dada por:

Desviación (relativa a la desviación del tono de programación)

$$= 5 - 10 \log \left[1 + \frac{6.90}{5.25} \frac{1}{\left(\frac{fr}{f} - \frac{f}{fr} \right)^2} \right] \text{ dB} \quad (5)$$

Donde f_r es la frecuencia de resonancia de la red (frel. 25 kHz), y f_{max} es la frecuencia más alta del canal telefónico en la banda base del sistema.

máximo número de canales telefónicos	f_{max} KHz	f_r KHz
24	108	135
60	300	375
120	552	690
300	1300	1625
600	2660	3375
960	4188	5237
1800	8204	10255

Frecuencias características para redes de preénfasis y deénfasis empleadas en sistemas telefónicos con FDM.

La fig. (6) muestra las redes de preénfasis y deénfasis para preénfasis y deénfasis y los valores de f_{max} y f_r para sistemas FDM de diversas capacidades se ilustran en la tabla (1).

Es también un requisito que donde se emplean las redes de preénfasis, la desviación efectiva (rms) debido a la señal multicanal debe ser la misma con y sin preénfasis. Este requisito asegura que el ancho de banda ocupado por las portadoras moduladas de RF y FI debe ser el mismo con y sin preénfasis, y esto permite que el mismo arreglo del canal de RF sea empleado en uno y otro caso.

Cuando se establecen las condiciones de modulación deseadas, es costumbre observar que la desviación para un solo canal telefónico con preénfasis es la misma que sin preénfasis para el canal telefónico de banda base cuya frecuencia central es de 0.608 f_{max} .

Se observa que la gama de las características de preénfasis es de ± 4 dB a partir del valor medio. El mismo mejoramiento posible en la razón señal a ruido en cualquier canal es obtenido cuando la potencia promedio de la señal multicanal permanece constante con la presencia de las redes de énfasis.

Se puede esperar una mejora de 5.4dB en el canal superior del equipo de radio o sea que al emplear equalización se reduciría al ruido del canal superior en 5.4dB.

De lo anterior se puede observar que una reducción en la potencia de transmisión de 5.4dB todavía proporcionaría al ruido del canal superior las especificaciones requeridas como un margen de seguridad se escogió 5dB en lugar de 5.4dB para el factor de mejora.

Tabla 2.

Tipo	Factor de mejora
Doble diversidad con combinación predetección de igual ganancia	18dB
Equalización de banda base	5dB
Mejora total	23dB

mejora en la razón s/n en un canal de voz.

Calculo del circuito de referencia de 2500 KWS.A continua se hará el calculo de las características de funcionamiento del circuito de referencia de 2500 kms.

FORMULAS

1.- Ganancia de antena en DBI

$$G = 10 \log_{10} 0.54 \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2$$

donde D es el diámetro de la antena expresada en metros
 λ es la longitud de onda de la frecuencia de operación en metros.

Pérdida de transmisión en el espacio libre entre antenas

$$L_b = 32.46 + 20 \log d (\text{kms}) + 20 \log f (\text{MHz})$$

Donde d es la distancia entre antenas expresada en kms,
 f es frecuencia de operación en MHz.

1) Referencia 2

3.- Potencia de ruido térmico en las terminales de entrada del receptor en (dBW)

$$N_t = 10 \log (KT_o) + 10 \log BIF + Fop$$

donde K= constante de Boltzman $(1.38 \times 10^{-23} \text{ Joules})/^\circ K$
 $T_o = 290^\circ K$

BIF= ancho de banda del ruido del receptor FI en Hz

Fop= figura del ruido de operación del sistema receptor en dB.

4.- Potencia de la portadora de RF a la entrada del receptor en dBW.

$$C_t = \frac{S}{N_t} + Fop + 10 \log K T_o + 10 \log 2b + 20 \log \left(\frac{F_d}{f_m}\right)$$

donde S/N_t= a la razón de la potencia de la señal a la potencia de ruido del receptor en dB de un canal de voz relativos a un tono de 800 Hz y odBm

b= al ancho de banda a 3dB de un canal de voz, en Hz.

f_m= frecuencia media del canal de voz superior en un sistema multicanal, en Hz.

F_d= desviación pico de la frecuencia portadora debido a un canal de voz en Hz para un tono con un nivel de 0dBm

5.- Razón de la potencia portadora del receptor a potencia de ruido del receptor.

$$\frac{C}{N_t} = \frac{S}{N_t} + 10 \log 2b - 10 \log BIF + 20 \log \frac{f_m}{F_d}$$

Datos para el diseño

BIF = 10 MHz

F = 10 db

K = 1.38×10^{-23} Joules/ $^\circ K$

T = 290°K

F_d = (200 KHz rms) (1.414) = 283KHz

f₁ = 2536 KHz frecuencia inferior de salida del canal de voz superior en un sistema multicanal (en KHz)

f₂ = 2540 KHz frecuencia superior de salida del canal superior de voz en un sistema multicanal (en KHz)

$$f_m = (f_1 + f_2) / 2 = 2538 \text{ KHz}$$

$$b = 3100 \text{ Hz}$$

Cálculos

La potencia de ruido térmico a la entrada del receptor N_1 , es.

$$\begin{aligned} N_T &= 10 \log Kto + 10 \log N/P + Pop \\ &= 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 290) + 10 \log (30 \times 10^6) + 10 \\ &= -204 + 74.8 + 10 = -119.2 \text{ dBW} = -89.2 \text{ dBm} \end{aligned}$$

La potencia de ruido media por hora en la peor hora es igual a 7500 pw ponderados, de las cuales 3750pw son contribuidos por el ruido térmico.

la potencia del ruido térmico para el sistema total es

$$\begin{aligned} -90 + 10 \log 3750 &= -90 + 35.7 = -54.3 \text{ dBm (ponderados)} \\ &= -51.8 \text{ dBm (no ponderados)} \end{aligned}$$

La razón de la potencia de la señal a la potencia del ruido térmico para el sistema total es

$$54 \text{ saltos} = 51.8 \text{ dB no ponderados}$$

La razón de potencias de la señal a la del ruido térmico para un salto es:

$$\frac{S}{N_T} = 51.8 + 10 \log 54 = 51.8 + 17.3 = 69.1 \text{ dB no ponderados}$$

La potencia de portadora requerida para producir la razón señal a ruido calculada en un canal de voz en un salto -- esta dada por.

$$\begin{aligned} C &= \frac{S}{N_T} \cdot Pop + 10 \log KTO + 10 \log 2b + 20 \log f_m \\ &= 69.1 + 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 290) + 10 \log 6200 + 20 \log \frac{2570}{28.7} \\ &= 69.1 + 10 - 20.4 + 17.9 + 19 = 88 \text{ dBW} = 38 \text{ dBm} \end{aligned}$$

La potencia al ruido (en dB) = $C - N_t = 88 - 119.2 = -31.2 \text{ dB}$.

La potencia requerida del transmisor P_t es igual a la potencia requerida de la portadora en el receptor, más las pérdidas del circuito (receptor y transmisor), menos la ganancia de las antenas más las pérdidas por trayectoria.

$$\begin{aligned} P_{ta} &= -38 \text{ dBm} + 10.0 \text{ dB} - 80 \text{ dB} + 138.4 \text{ dB} \\ 30.4 \text{ dBm} &= 1.1 \text{ watts} \end{aligned}$$

La determinación de la potencia de transmisión anterior se basa en condiciones promedio y sin desvanecimientos de la señal en ninguno de los saltos, y tampoco incluye los mejoramientos obtenidos cuando se emplea diversidad y preénfasis.

UMBRAL DE MEJORAMIENTO El margen de desvanecimiento puede definirse como el nivel de umbral con respecto al nivel medio de la potencia portadora. Una figura representativa para la razón portadora a ruido es 10.

Así el umbral del mejoramiento está dado por $10 \log (KTRP) + 10 = -109 \text{ dBW} = -79 \text{ dBm}$ dado que la potencia de portadora de recepción media se ha calculado como -38 dBm , el margen por desvanecimientos es $(-38) - (-79) = 41 \text{ dB}$. La razón señal a ruido de un canal al umbral del receptor se calcula a partir de la ecuación ()

$$\frac{S}{N_T} = \left(\frac{C}{N} \right) \left(\frac{R}{26} \right) \left(\frac{P_d}{P_m} \right)^2 = 31 \text{ dB}$$



APENDICE

MEDICION DEL RUIDO DEL MENSAJE EN EL CIRCUITO.

La evaluación del ruido en circuitos telefónicos es el intento de medir los disturbios o efectos molestos del ruido de diferentes clases en el punto receptor. Esto es complicado debido a la naturaleza aleatoria del ruido, la respuesta en frecuencia de los conjuntos telefónicos y los efectos subjetivos de varias componentes de frecuencia en el receptor (la persona que escucha).

Existen dos formas diferentes de establecer los valores del ruido mediante medidores de ruido en redes cargadas o ponderadas.

Se usan las mismas curvas ponderadas en ambos conjuntos, pero las unidades empleadas en la medición son diferentes. Se pueden establecer relaciones que convierten una lectura de un sistema al otro y viceversa.

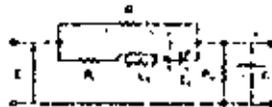
dBa.-

La abreviación dBa se establece para el "dBm - ajustado" y se refiere a la medición del ruido realizada en el extremo receptor de una línea por un medidor de ruido con ponderación FIA tal como fué establecido primeramente con el medidor de ruido Wester Electric Co. No. 2B. La característica corresponde al conjunto de medición tipo FIA de la Wester Electric. El medidor es calibrado a un tono de 1,000 Hz así que 1 mW de potencia 0dBm dará una lectura llamada de +85 dBa que corresponden a una potencia de ruido de referencia de -85 dBa. Si la potencia de 1 watt se distribuye en una banda de



(Atenuación normalizada máxima)

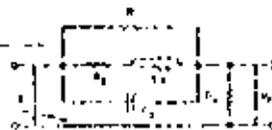
FIG. 18) Características de ruido base para sistemas telefónicos FDM



(a) Red base de Preénfasis

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

donde f_c es la frecuencia más alta de la banda base



(b) Red base de desénfasis

$$V_{out} = V_{in} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}$$

Relación de atenuación en ambas redes resistores $\pm 1\%$ capacitores $\pm 0.5\%$ (el elemento con C)

FIG. 18) Redes básicas de énfasis y desénfasis para sistemas telefónicos con FDM

0.3-3.4 KHz como ruido blanco, el medidor dará una lectura llamada 82 dba. El ruido con una distribución de frecuencia diferente dará en general diferentes lecturas en dba.

dBa0.-

El término dBa0 se emplea para medir la potencia de ruido con referencia a cero dbm en el punto con nivel de transmisión de referencia. Las potencias de ruido medidas en cualquier punto con nivel de transmisión pueden expresarse en dBa0 corrigiendo la potencia del ruido medido por la diferencia en nivel entre el punto de medición y el punto de nivel de transmisión de referencia. Por ejemplo, una medición de ruido de + 20 dba, referidos a un punto de -4dB, es equivalente a +24dBa0.

dBmnc.-

La abreviación dBmnc se establece para los dB arriba del nivel de referencia y este término fue establecido para usarse con el medidor de ruido 2A. El medidor de ruido 2A fue desarrollado por la Compañía Bell System, para conjuntos telefónicos con 144 receptores.

El medidor de ruido es calibrado de tal manera que un tono de 1000 Hz y 1 mwatt darán una lectura conocida como 90 dBm la cual corresponde a una potencia de ruido de referencia de -90 dbm. La misma energía distribuida en una banda de 0.3-3.4 KHz, dará una lectura de 82dBm.

La ponderación de línea 144 no se emplea actualmente y se la menciona como referencia.

El medidor de ruido actual fabricado por la

Bell System es el 2A el cual incluye una ponderación de mensaje C. La unidad de medición es el dBmnc, y un tono de 1000 Hz con un nivel de 0dbm, produce una lectura de +90dBmnc. La curva es más plana que la producida por la ponderación de línea FIA, y una banda de 3KHz de ruido térmico producirá aproximadamente +88.5 dBmnc. Para propósitos prácticos, la potencia de ruido originará una lectura de 6.5 dB más en dBmnc que en dBa. Así un ruido blanco distribuido uniformemente en una banda de 3KHz es atenuado 8 dB por las características de ponderación 144, 3 dB por el FIA ponderado, y 1.5 dB por la ponderación de mensaje C.

Debido a que las redes cargadas atenuan en forma diferente en función de la frecuencia, 1 mwatt de ruido plano produce 82 dba de efecto interferente con la ponderación 144 y FIA. Las mediciones de ruido plano en dBm pueden convertirse rápidamente a dba, sumando 82 a la lectura. En el caso de ponderación con mensaje C la potencia de ruido se convierte en dba sumando 88.5 a la potencia de ruido plano.

En el caso de mediciones realizadas a 1000 Hz, solamente es necesario hacer una comparación con la potencia de referencia, debido a que no existe efecto de ponderación con un tono de 1000 Hz. Así una señal de 1kHz que tiene una potencia de 0dbm, dará 90 dBm (línea 144), 85 dba (línea FIA) y 90 dBmnc (mensaje C).

VOLTAJE PSOFOMETRICO.

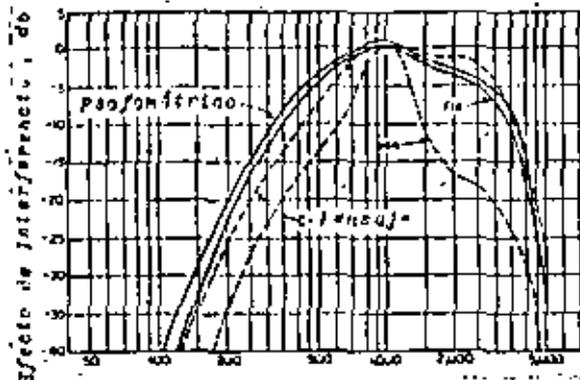
El voltaje psofométrico se mide con un psófono de acuerdo con las especificaciones establecidas por la CCITT. La curva de respuesta de esta red tiene la misma forma que la red ponderada FIA-línea. El instrumento se calibra con un tono de 800 Hz 1 mwatt, de tal manera que la caída de volta-



se producido en las terminales de una resistencia de 600 ohms es de 0.775 volts.

La lectura generalmente se establece en mili-volts ponderados psicofonéticamente.

La fig (A-1) nos muestra las curvas ponderadas de la respuesta de abonados, indicando los efectos interferentes del ruido en la conversación telefónica.



dBm0p

El dBm0p se establece para potencia de ruido absoluto en dBm, referido a un punto del nivel de transmisión relativo cero, ponderado psicofonéticamente. Así los valores de ruido normal son negativos.

Para convertir del dBm0p a dBA, se realiza de

la siguiente manera:

$$dBA = 10 \log Pw - 6 - dBm0p + 84$$

PWp

El término Pwp se emplea para la potencia de ruido absoluto en picowatts, medidos con un psicómetro con ponderación CCIP1951. Corresponde a -90 dBm, ponderado psicofonéticamente, ó -90 dBmp. el Pwp se puede obtener de la lectura psicométrica, en milivolts ponderados por la siguiente expresión.

$$Pwp = \frac{(\text{voltaje en el psicómetro en mV})^2}{6} \times 10^4$$

CONVERSION ENTRE DIFERENTES UNIDADES DE RUIDO

El monograma de la fig. (A-2) y la tabla (A-3) ilustran las equivalencias entre diferentes unidades de ruido. La fig. A-4 muestra la equivalencia entre el dBA. y dBm y el Pw y la tabla A-3 muestra las lecturas de ruido de la misma cantidad de potencia de ruido blanco, distribuido en una gama de frecuencias de 0.3 a 3.1 KHz, con mensaje C. línea FIA y ponderación psicométrica CCIP1951.

El Pwp y el dBmp son unidades internacionales recomendadas por el CCIR.





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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

EQUIPOS TRANSCPTORES

ING. FRANCISCO HERNANDEZ RANGEL

DICIEMBRE, 1981

I.- EQUIPOS TRANSCETORES

Los equipos transmisores-receptores que integran un enlace de microondas, se clasifican en estaciones terminales y repetidoras.

Un equipo repetidor amplifica las señales débiles, que detecta la antena receptora, a un nivel de potencia lo suficientemente grande para retransmitirlas hacia la estación adyacente. En este caso, el ruido y distorsión que se producen en las señales al pasar por el repetidor, deben mantenerse a ciertos valores permisibles.

Las estaciones repetidoras que se colocan en los puntos intermedios de un enlace, se clasifican en los siguientes tipos:

- a). Repetidor Heterodino.
- b). Repetidor por Detección.
- c). Repetidor Directo

REPETIDOR HETERODINO

En este tipo de repetidor las frecuencias de microondas recibidas son trasladadas a frecuencias intermedias, amplificadas por etapas de frecuencia intermedia hasta el nivel requerido y trasladadas de nuevo a frecuencias de microondas para su emisión. Para ello, el repetidor de este tipo está provisto de dos convertidores de frecuencia. Es menester que se elija la frecuencia intermedia de tal manera que las frecuencias de video y de oscilación local no causen gran interferencia a otros canales de radio. Según los planes de asignación de frecuencias generalmente adoptados, la frecuencia está comprendida dentro de la banda de seguridad de las frecuencias asignadas, y la frecuencia de oscilación local se sitúa en el extremo de la banda de paso. Un ejemplo, de lo antes mencionado puede expresarse por la fór-

mula siguiente:

$$f_{TP} = \Delta f (2n + 1)/4$$

donde Δf es la separación entre frecuencias de transmisión y recepción.

n es un número entero positivo.

El valor de n esta determinado principalmente por el nivel de ruido de los circuitos empleados en los repetidores, la banda relativa y la ganancia. La mayoría de los sistemas modernos en servicio adoptan 70 MHz. para la F.I.

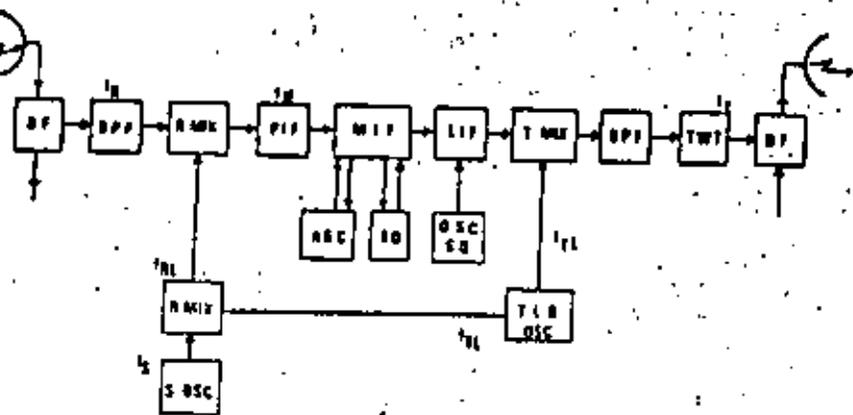
En la fig. 1.1 se indica el diagrama esquemático fundamental de un repetidor heterodino.

Como puede observarse la señal f_R que entra en el equipo via la antena y el filtro de derivación, pasa primero por el filtro de paso de banda, que sirve para evitar la recepción de señales no deseadas y la fuga de señales de oscilación local. En el mezclador de recepción la señal f_R es mezclada con la frecuencia de oscilación local f_{RL} convirtiéndose en la frecuencia intermedia f_{TP} . La señal de F.I. entra en el mezclador de transmisión, después de ser amplificada por el preamplificador de F.I., el amplificador principal de F.I. y el amplificador de F. I. posterior. El citado preamplificador, es un circuito de bajo nivel de ruido.

La señal de F.I. que entra al mezclador de transmisión, es mezclada con la frecuencia de oscilación local f_{TL} , dando como resultado la frecuencia de transmisión f_T lo cual pasa por el filtro de paso de banda (BPF), y es amplificada por el amplificador de tubo de onda progresiva (TWT) para obtener el nivel de potencia adecuado.

La señal f_T pasa a la antena de transmisión para su retransmisión.

través del filtro de derivación B.P.



- B.P.P. Filtro de paso de banda
- B.P. Filtro de derivación
- R.M.C. Mezclador de recepción
- T.M.C. Mezclador de transmisión
- P.I.P. Preamplificador
- M.I.P. Amplificador principal de P.I.
- L.I.P. Amplificador de P.I. posterior
- S.O. Circuito de silenciamiento
- T.L.O. OSC. Oscilador local de transmisión
- S. OSC. Oscilador de frecuencia de desplazamiento
- T.W.T. Tubo de onda progresiva

Con fines de evitar variación de la potencia de salida a causa de la fluctuación del campo eléctrico de recepción por desvanecimiento, el circuito está provisto de control automático de ganancia, que regula la ganancia del amplificador principal de P.I. para que la potencia de salida de P.I. quede constante.

En caso de caída del campo eléctrico de recepción por debajo del nivel de umbral, se irradian en la antena de transmisión ruidos de banda ancha, dando interferencias a los radioenlaces instalados en zona

lelo. En atención a ello, el circuito está provisto de silenciamiento (squelch) que de caer la potencia de salida de P.I. por debajo de cierto nivel, desconecta el circuito de la etapa final del amplificador principal de P.I. para sustruir ruidos, y al mismo tiempo, excita al oscilador de silenciamiento (ondas sin modular de 70 MHz), evitándose en esta forma que el funcionamiento de los equipos instalados en las estaciones subsiguientes sea afectado adversamente. La señal de oscilación local de recepción se obtiene, por lo general, desplazando la señal de oscilación local de transmisión en la porción correspondiente a la separación "fs" entre las frecuencias de transmisión y recepción. Por consiguiente, la relación entre esas frecuencias de señal resulta como sigue:

$$f_R = f_{RL} - f_{IF} \quad f_T = f_{TL} - f_{IF} \quad f_{RL} = f_{TL} \pm f_s$$

de ahí, se obtiene la relación siguiente:

$$f_R - f_T = \pm f_s$$

esta última ecuación significa que la estabilidad de la frecuencia de transmisión está relacionada solo con el oscilador de frecuencia de desplazamiento y no tiene nada que ver con la frecuencia de oscilación local de transmisión. La separación entre la frecuencia de transmisión y la de recepción es normalmente de 40 a 500 MHz, dependiendo de la banda de frecuencias que se adopte. Frecuencias estables de tal orden se obtienen fácilmente usando osciladores de cristal. Con el método de repetición heterodina, la estabilidad de la frecuencia de recepción en la estación terminal de recepción de un radioenlace depende solamente de la frecuencia de transmisión que emite la terminal de transmisión. Pero, la desviación de la frecuencia de oscilación local



correspondiente a cada repetidor intermedio, si hay, se transforma en la desviación de la frecuencia intermedia, causando el deterioro de las características de transmisión.

La confiabilidad del circuito de oscilación local está directamente relacionada con la del enlace en conjunto, y por lo tanto, es de gran importancia. Hay osciladores de los tipos siguientes:

- (1) Oscilador a Klystron.
- (2) Oscilador de tubo de onda progresiva (TWT ó TOP)
- (3) Oscilador de cristal y multiplicador de frecuencia.
- (4) Oscilador a transistores.

El oscilador a Klystron es el más común de todos, como oscilador de microondas y solía usarse inicialmente para receptores. Sin embargo, en vista de la desventaja de requerir muchos tubos de microondas y un circuito de control automático de frecuencia -- que hace la circuitería complicada, se ha concebido el oscilador de tubo de onda progresiva.

Este oscilador efectúa la amplificación simultánea de f_T y f_{TL} en aprovechamiento de las características de banda ancha inherentes al tubo de onda progresiva, sirviendo un solo tubo de onda progresiva para ambos fines de amplificación y oscilación. La fig. (1.7) muestra el diagrama esquemático de un oscilador-amplificador de tubo de onda progresiva (TWT).

El tubo TWT, con que se efectúa la amplificación simultánea de dos señales, necesita tener, como es natural, una potencia de salida de saturación grande. Si se requiere alta potencia de salida de transmisión, se hace grande su diferencia con respecto a la potencia de salida de oscilación. Por esta razón, resulta que la potencia de salida

de oscilación es cambiada considerablemente por la variación hebida en el funcionamiento de amplificación, y en el peor de los casos es probable que se interrumpa la oscilación. En previsión de esto, está insertado un circuito no lineal en la vía de realimentación para estabilizar el funcionamiento de oscilación.

El repetidor heterodino ofrece las siguientes ventajas:

- (a) Debido a que no se efectúa modulación-demodulación en cada punto de repetición, esta fuente de distorsión acumulativo en las características de transmisión que en otro tipo de repetidores tendrá lugar a causa del proceso de modulación-demodulación. Esto significa gran ventaja especialmente en el caso de la transmisión de televisión, que pide por su naturaleza derivación e inserción de señales en numerosos puntos. Además, resulta sencilla la configuración del circuito.
- (b) Permite obtener máximo provecho de la particularidad de la transmisión de FM, que se caracteriza por poca variación de nivel.
- (c) Facilita la interconexión de distintos sistemas de transmisión, -- por ejemplo, entre los de 4000 MHz y 6000 MHz, con tal de que sean iguales sus respectivas bandas de frecuencias intermedias.

En vista de las citadas ventajas, este sistema de repetición está en uso para los equipos repetidores de troncales básicos en casi todas las partes del mundo.

En lo que respecta al método de suministro de frecuencias de oscilación local para la traslación de frecuencias, el sistema de repetición heterodino ha venido pasando diferentes etapas de desarrollo, tales como las que se detallan a continuación.

El repetidor del sistema SP-1B japonés, empleaba un tubo klystron en



ra la oscilación local como se ve en la Fig. 1.2, y parte de su potencia de salida, en unión con la potencia de salida del oscilador de cristal, se utilizaba para desviar la frecuencia de recepción en 40 MHz. Mas este repetidor necesitaba un tubo de microondas para la oscilación local, y también un mecanismo de control automático de frecuencia para estabilizar la frecuencia de oscilación. Otro repetidor del sistema SF-B2, que siguió al anterior, adoptó el método común de oscilación y amplificación aprovechando las características de banda superancha de un tubo de onda progresiva, como se ilustra en la Fig. 1.3

(b). La característica más sobresaliente de este sistema radica en que el empleo del tubo de onda progresiva común para la oscilación y amplificación ha permitido omitirse el tubo de microondas y el complicado mecanismo de control automático de frecuencia. Esto fue un adelanto trascendental. Pero, le acompañaban por otro lado, varias desventajas, una de las cuales consistía en que la potencia del tubo de onda progresiva, que servía en común para la oscilación y la amplificación, tuvo que emplearse en su mayoría, por el proceso de oscilación, quedando en consecuencia insuficiente la potencia de amplificación. Mas a pesar de ello, era atractiva la ventaja de oscilación por tubo de onda progresiva, que no necesita del mecanismo AFC, y por consiguiente, los repetidores posteriores han pasado a emplear tubos de onda progresiva por separado para la oscilación y la amplificación de potencia. Recientemente se ha desarrollado otro sistema más avanzado gracias al adelanto de semiconductores. Según este sistema, la potencia de salida del oscilador de cristal es amplificada a una frecuencia relativamente baja (varias decenas de MHz), y se obtienen las señales de oscilación local mediante la multiplicación escalonada de

frecuencia con ayuda de un diodo de capacitancia variable que causa poca pérdida en la traslación. Este sistema se ilustra en la FIG. 1.2

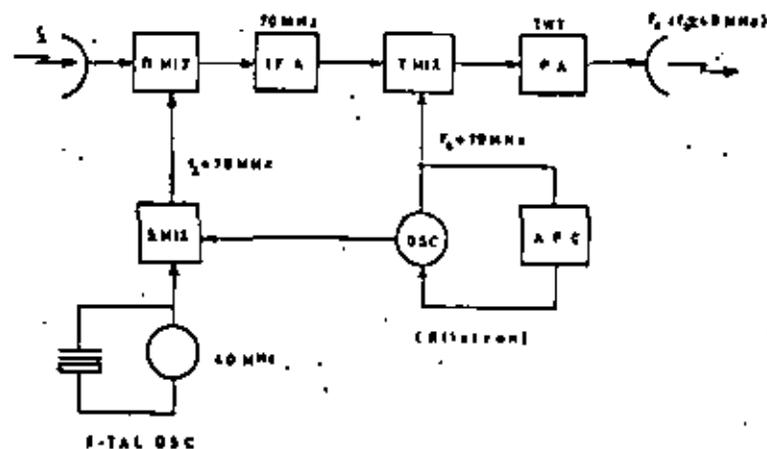


FIG. 1.2



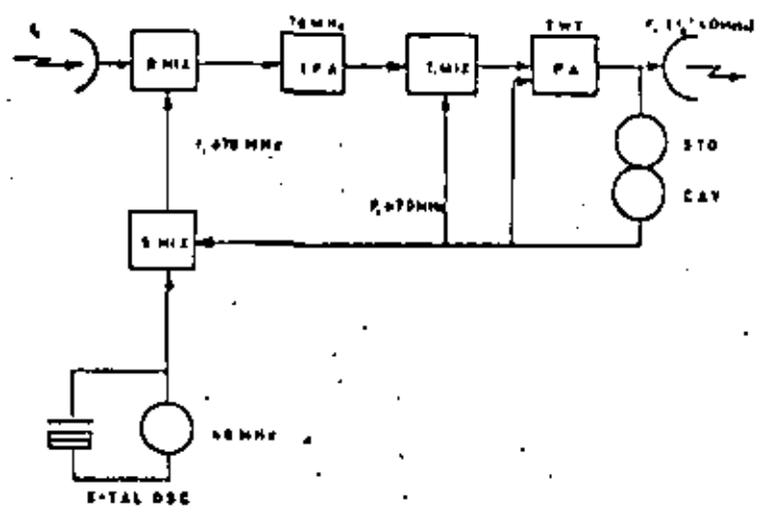


FIG. 1.3

Repetidor por Detección.

Este sistema discrimina la señal de radio (frecuencia al nivel de banda base, modulándola nuevamente para su retransmisión. Por esta razón, el proceso de modulación y demodulación en cada punto de repetición origina deterioro acumulativo en las características de la señal de transmisión. A pesar de esto, es un sistema de gran utilidad para enlaces telefónicos de corta distancia que unen ciudades pequeñas. Se pueden usar repetidores de un mismo tipo tanto en las estaciones terminales como en las repetidoras intermedias, lo que facilita la derivación e inserción de circuitos.

La Fig. 1.5 representa el diagrama esquemático de una estación repetidora por detección normal.

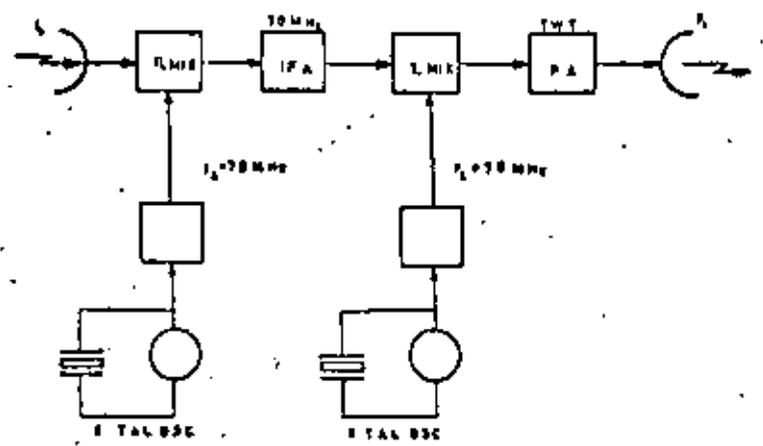
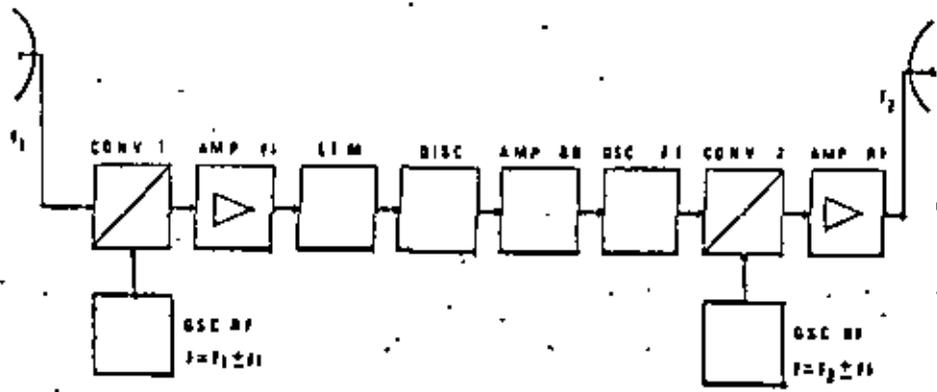


FIG. 1.4

Suministro de Señales de Oscilación Local





Repetidor Directo.

Este sistema amplifica las frecuencias de microondas directamente sin trasladarlas en otras bandas de frecuencia. La Fig. 1.6 representa el diagrama a cuadros de un repetidor de este tipo.

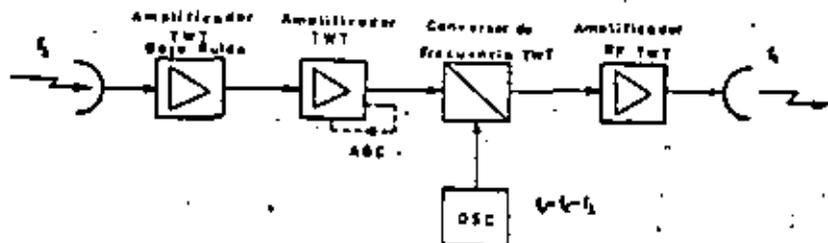
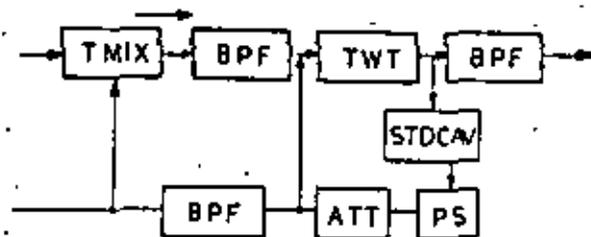


FIG. 1.6

Repetidor Directo



STDCAV: Cuidad de referencia.
PS: Cambiador de fase
ATT: Atenuador variable.

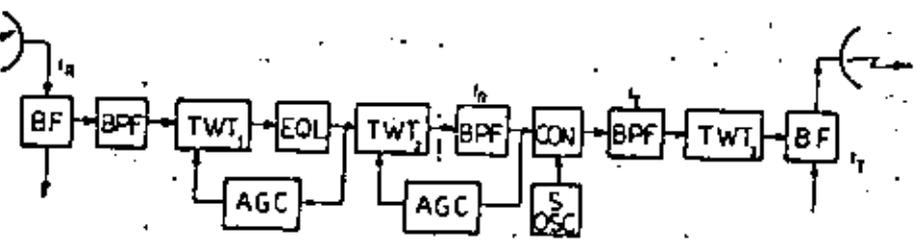
FIG. 1.7. Circuito Común de Oscilación y Amplificación por Tubos de Onda Progresiva (TWT)

Este tipo de repetidor emplea tres tubos TWT. Las frecuencias de microonda de recepción es amplificada primero por el TWT de amplificación con bajo ruido, y luego por el TWT de gran ganancia, después de pasar por el igualador de retardo. La salida del último TWT es convertida en una señal en frecuencias de microonda de transmisión por el convertidor de diodo, y es amplificada finalmente por el TWT de amplificación de potencia, para dirigirse luego hacia la antena. Entre los circuitos componentes están insertados aisladores para evitar la producción de distorsión por retardo.

El repetidor de este tipo se destaca por excelentes características de banda ancha. Permite la transmisión de 1800 a 2400 canales telefónicos. El diagrama esquemático se ilustra en la Fig. 1.7.

El repetidor tiene también dos circuitos AGC: el que corresponde a la





TWT 1: TWT para amplificación con bajo ruido
 TWT 2: TWT para amplificación con gran ganancia
 TWT 3: TWT para amplificación de potencia
 CONV: Convertidor de frecuencia

FIG. 1.8. Diagrama Esquemático de un Repetidor Directo.

amplificación con bajo ruido funciona de modo que la potencia de salida en transmisión permanezca constante de haber caído el nivel del campo eléctrico de recepción. Ambos circuitos AGC controlan el voltaje de pantalla (rejilla) del tubo TWT mediante la variación en la potencia de salida de dicho tubo.

Se hace notar que con amplificadores de TWT en general, inclusive este repetidor directo, las componentes de AM que contenga la señal al amplificarse son convertidas en componentes de PM. Esta conversión de AM en PM ocurre debido a que las características de fase de salida de tubos TWT no son constantes, y el índice de conversión se aumenta cuando se amplifican señales de gran amplitud. Tal conversión de AM en PM tiene que ser suprimida a un mínimo, en vista de que las componentes de AM son demoduladas para transcribirse directamente en ruido. A este efecto está incluido el circuito AGC para el tubo TWT de amplificación con bajo ruido. Además, se suprimen las componentes de AM en

la parte de entrada del tubo TWT de amplificación de potencia, utilizando el efecto de limitación del convertidor de diodo.

Este tipo de repetidor se caracteriza por las ventajas siguientes:

- (a) No requiere numerosos tubos de vacío para frecuencias bajas o para frecuencia intermedia.
- (b) Las características de transmisión de señales quedan óptimas y estables.

A pesar de dichas ventajas, se utiliza poco este tipo de repetidor, debido a la dificultad de interconexión con los repetidores de tipo heterodino existentes y de derivación e inserción de señales en las repetidoras.

EQUIPOS PARA EL CIRCUITO DE RESERVA:

Se requiere contar con un circuito de reserva para la transferencia automática a éste de un circuito de trabajo así como también para la transmisión de diversas señales de servicio en la tarea de reparación de este circuito, la supervisión de las repetidoras intermedias, la transmisión de códigos de control y la comunicación telefónica de servicio.

Este circuito de reserva se establece por diversos sistemas, siendo los principales los siguientes.

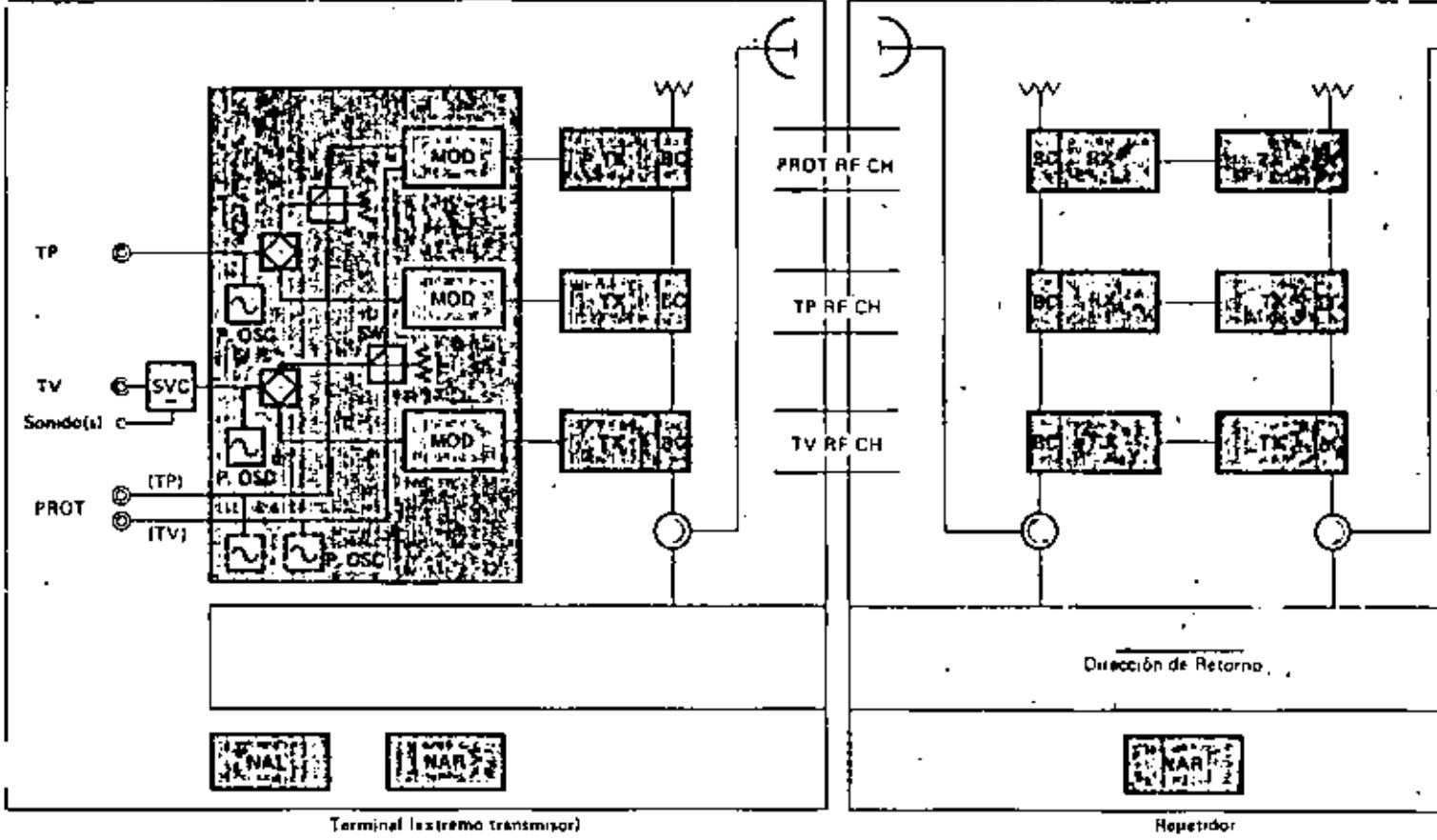
- (1) Enlace instalado en paralelo con los de microondas, en la banda de VHF (principalmente en 250 MHz).
- (2) Enlace establecido dentro de la misma banda de frecuencia de microonda, utilizando antenas comunes.
- (3) Enlace que ocupa la parte fuera de banda de las señales telefónicas múltiples alojadas en los enlaces de trabajo.



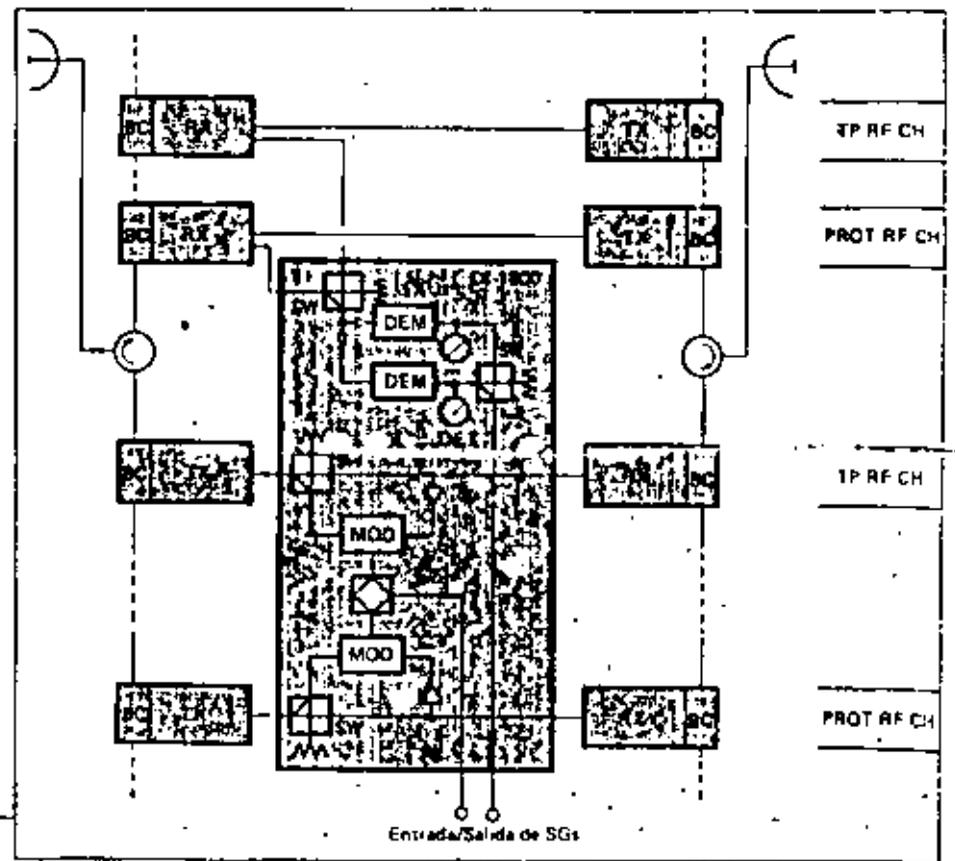
Configuración de Sistemas

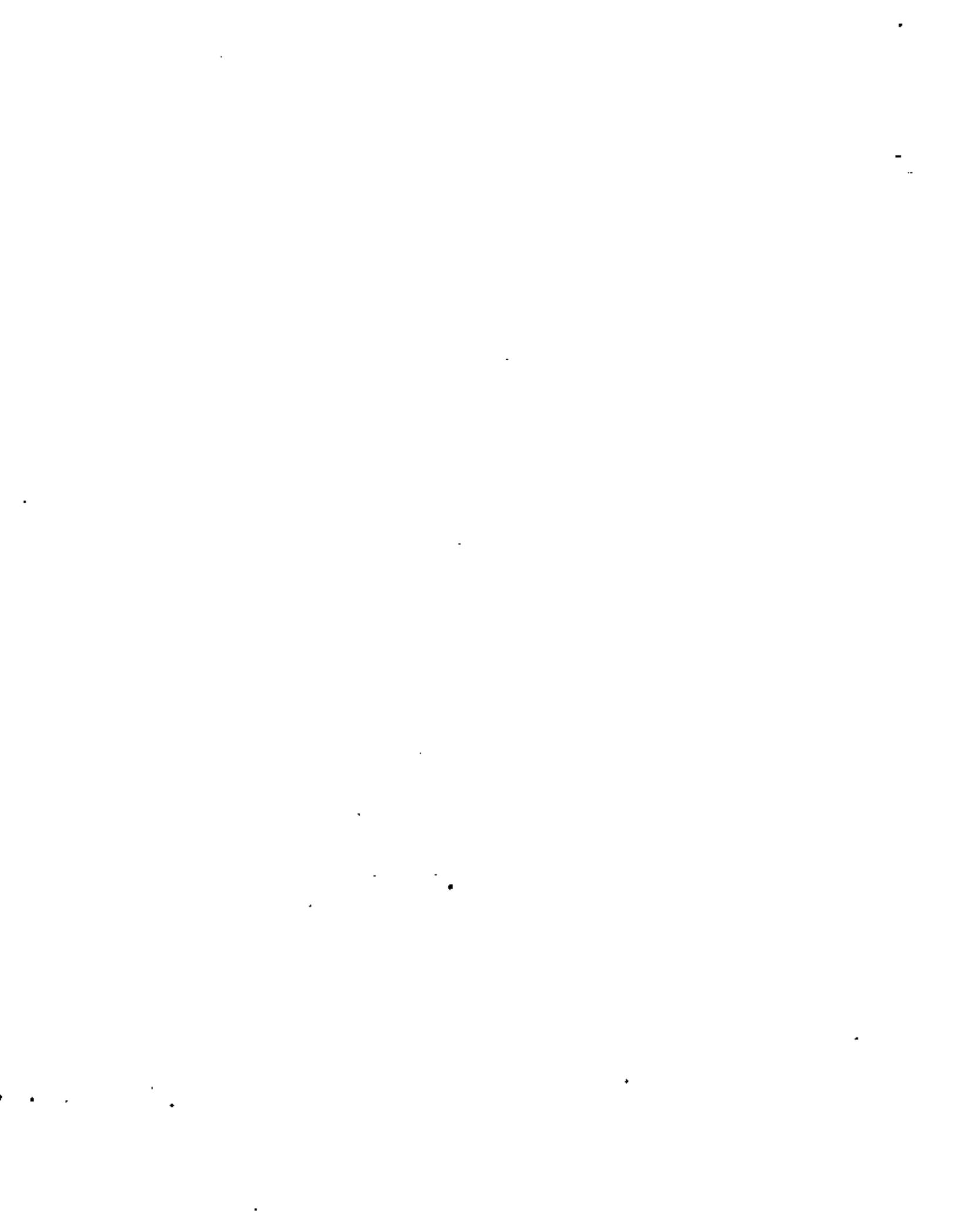
(Ejemplos)

TP + TV + PROT : 1 + 1 + 1

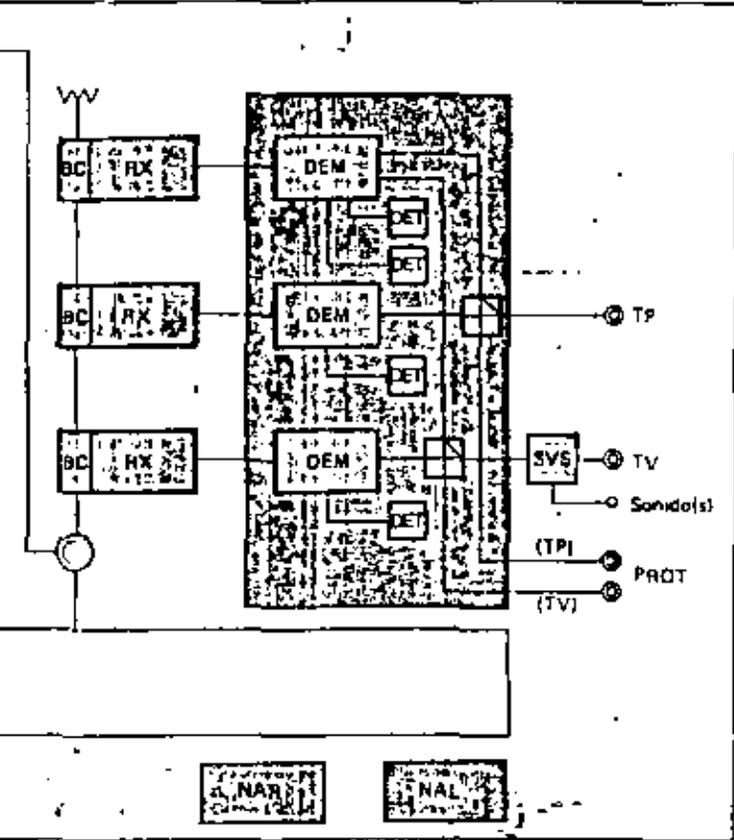


Extracción/Inserción de SGs en Estación Repetidora (Inserción IF)

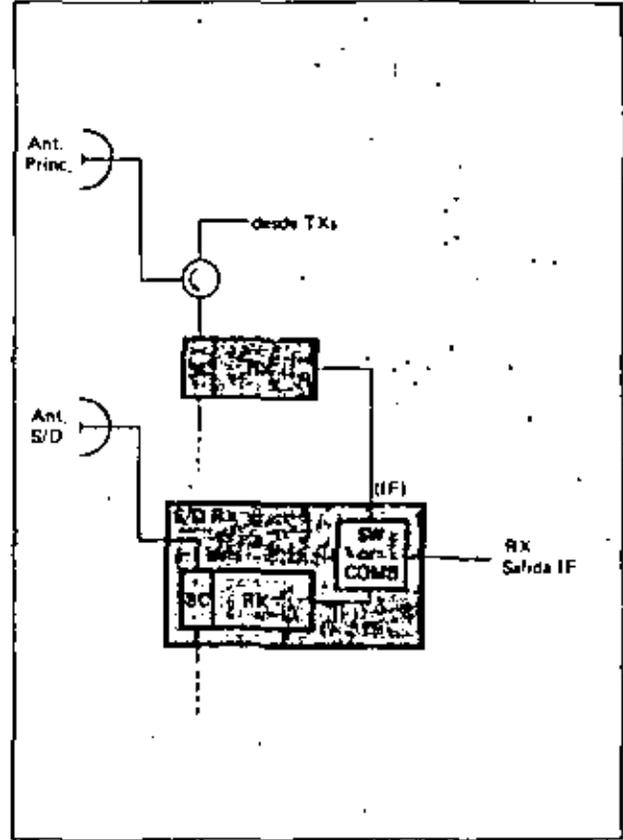




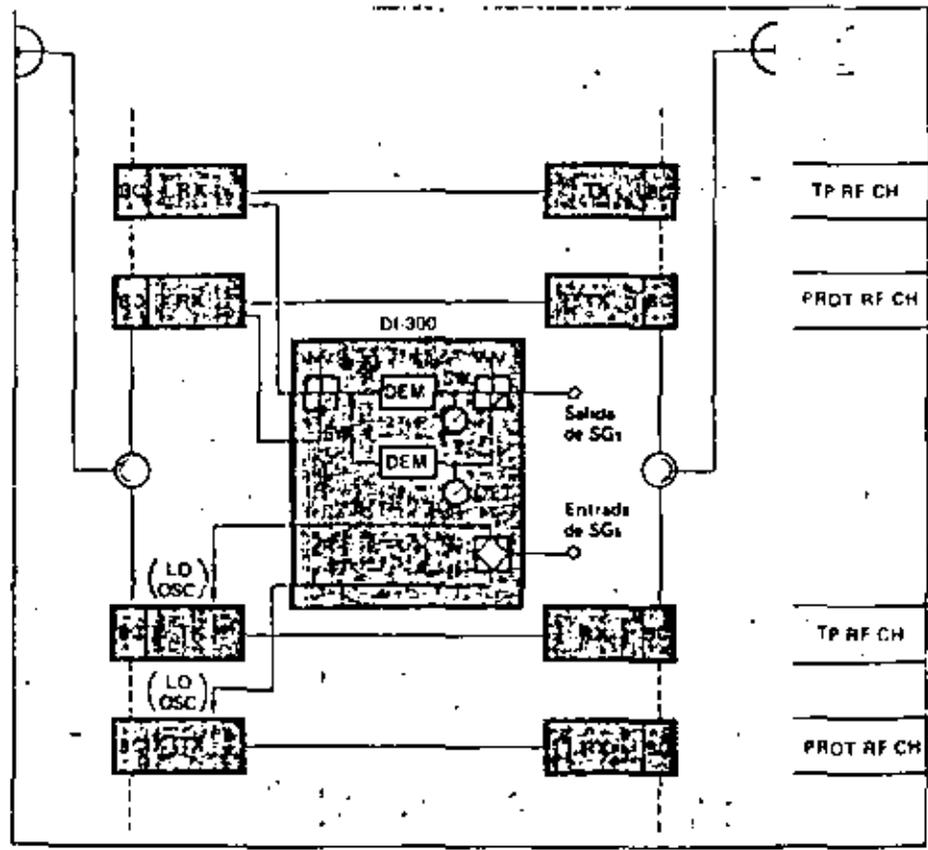
Sistema de Recepción de Diversidad de Espacio



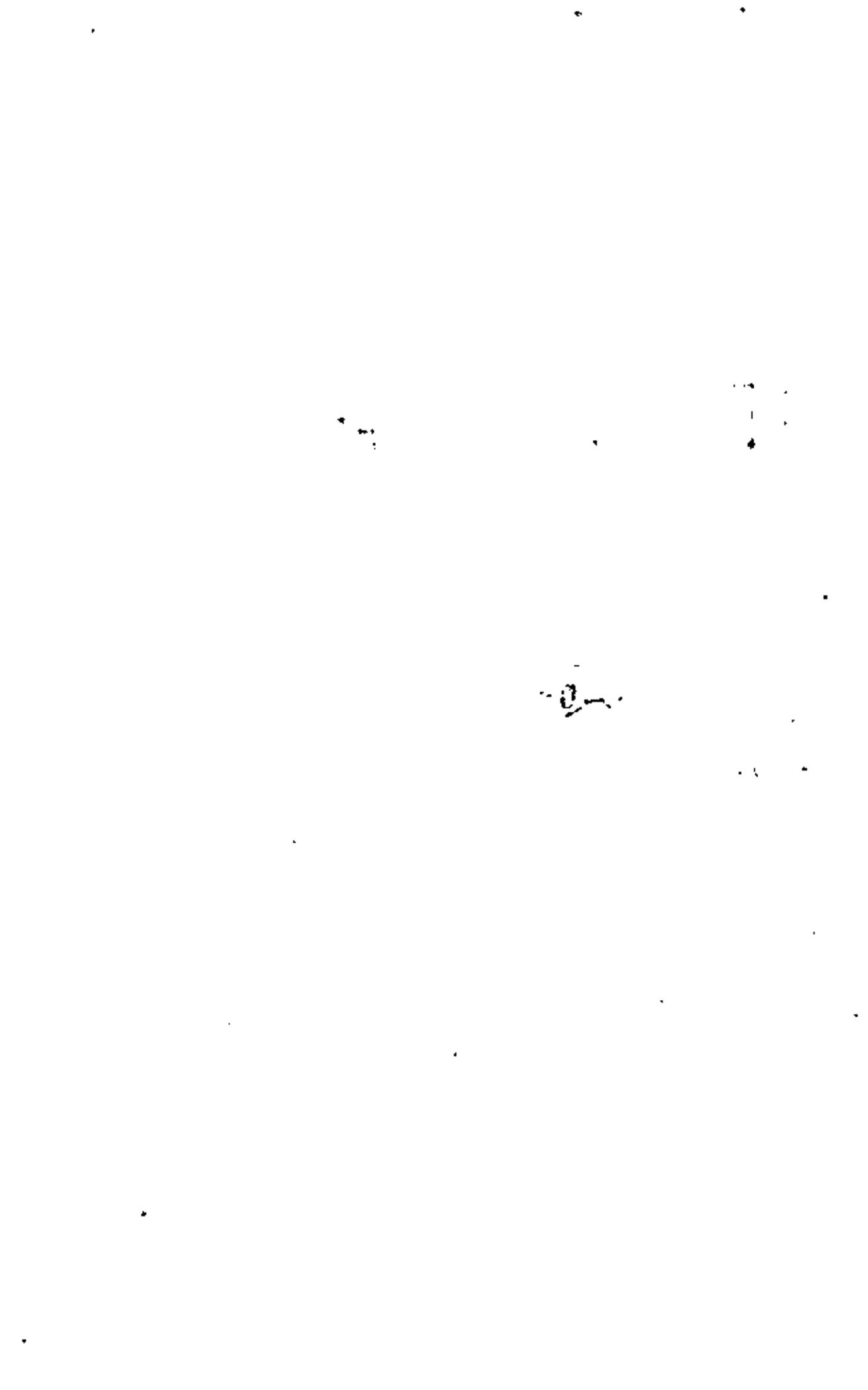
Terminal (extremo receptor)



Extracción/Inserción de SGs en Estación Repetidora (Inserción Local)



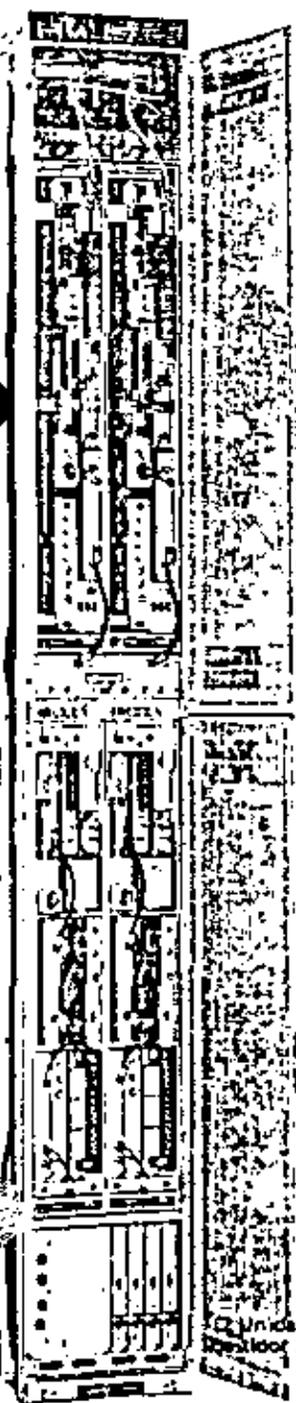
- Abreviaturas:
- TP Telefonía
 - TV Televisión
 - PROT Protección
 - TX Transmisor
 - RX Receptor
 - BC Circuito de Derivación (instalado en el receptor TRX)
 - MOD Modulador
 - DEM Demodulador
 - SVC Combinador de Sonido-Visión
 - SVS Separador de Sonido-Visión
 - SW Interruptor
 - COMB Combinador
 - DET Detector (Piloto y/o Fluido)
 - OSC Oscilador
 - P Piloto
 - NAL Equipo de Control de Conmutación de Protección
 - NAR Equipo de Supervisión (ó Control) Remoto
 - CH Canal



TR-2G960

Características Sobresalientes

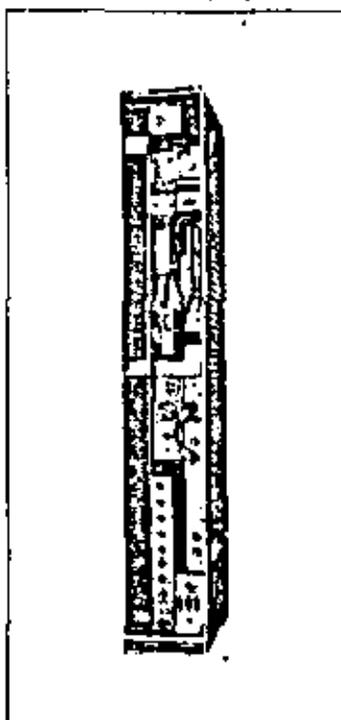
- Todo a Estado Sólido con MIC
(Circuito Integrado de Microonda)
- Mínimo Consumo de Energía.
- Casi sin necesidad de Mantenimiento.
- Mínima Figura de Ruido.
- Construcción de Unidades en Sub-bastidores



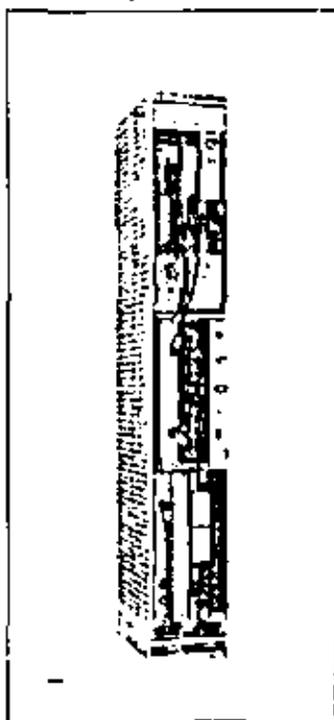
Unidades TR en un bastidor 260 mm de ancho



Unidad Transmisor (TX)



Unidad Receptor (RX)





Comportamiento y Diagrama de Bloques

TR-26960

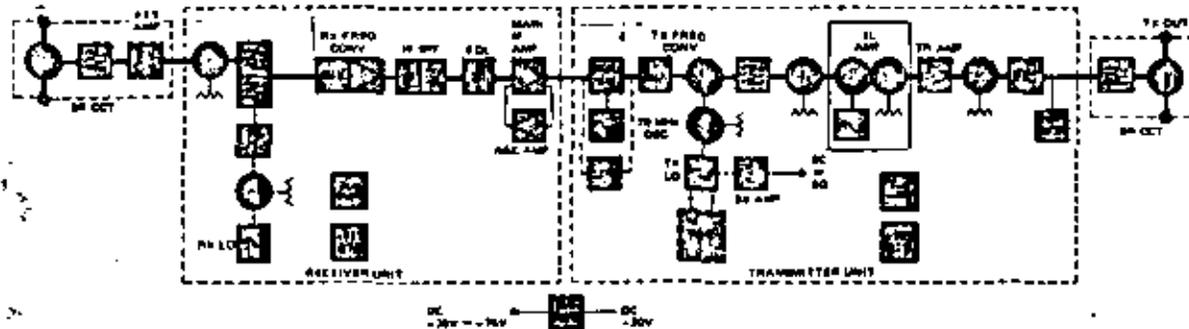


Diagrama de Bloques Típico

* (en el punto de prueba)

Comportamiento	
Banda de Operación de Radio-Frecuencia:	1700 ~ 2300 MHz (CCIR R14, 3R2.2)
Capacidad de Transmisión:	300/600/960 C ó TV + Canales de Sonido
Potencia de Salida del Transmisor: (en el Punto de Prueba):	26 dBm ó 32 dBm ó 36 dBm
Figura de Ruido del Receptor: (en el Punto de Prueba)	6.5 dB/3.5 dB con Amp. FET
Estabilidad de Frecuencia del Oscilador Local:	$\pm 5 \cdot 10^{-5}$
Frecuencia de Desplazamiento:	213 MHz
Respuesta de Amplitud/Frecuencia: (para ± 0 MHz, RF a IF ó IF a RF)	0.2 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para ± 8 MHz, de RF a RF)	1.5 ns
Fuente de Alimentación:	-24V (-20 ~ -26V) ó -48V (-36V ~ -75V)
Consumo de Energía: (a -20V)	
Potencia de Salida del Transmisor	26 dBm 32 dBm 36 dBm
vs	
Consumo de Energía	6.5W/TR 13.2W/TR 28.5W/TR
Dimensiones: (Ancho x Profundidad x Altura)	200 x 225 x 2100 mm
Peso *	90 kg

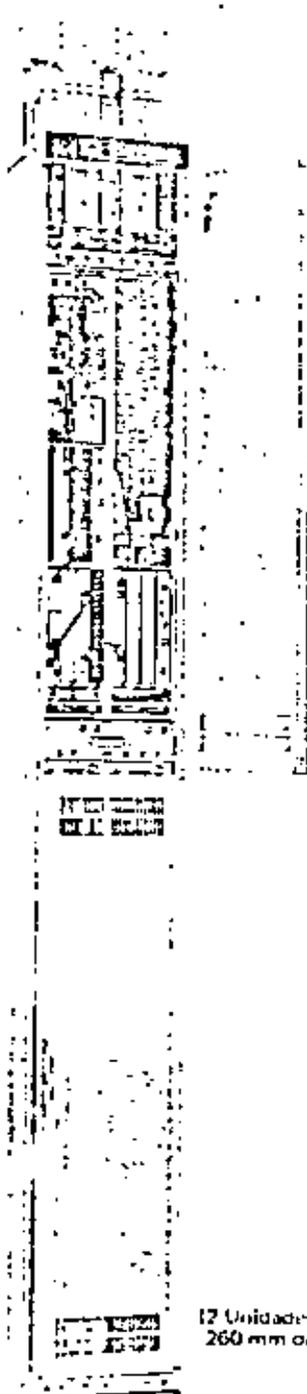
* Equipado con dos transmisoras, dos receptoras e instalaciones auxiliares en un solo bastidor.



TR-4G1800

Características Sobresalientes

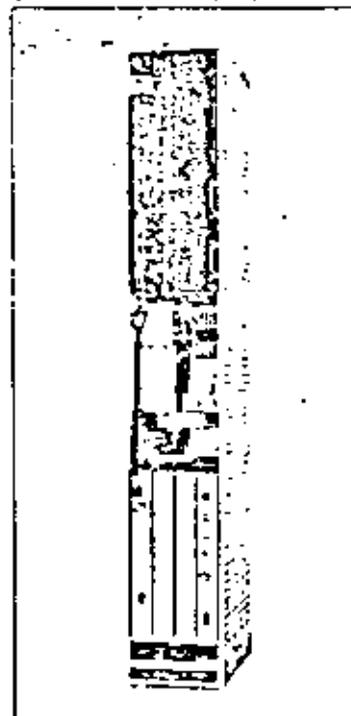
- Todo a Estado Sólido para Transmisión de hasta 1800 Canales
- Largo Intervalo de Mantenimiento
- Amplificador Transistorizado de 4 GHz
- Mínima Figura de Ruido
- Mínimo Consumo de Energía
- Construcción de Unidades en Sub-bastidores



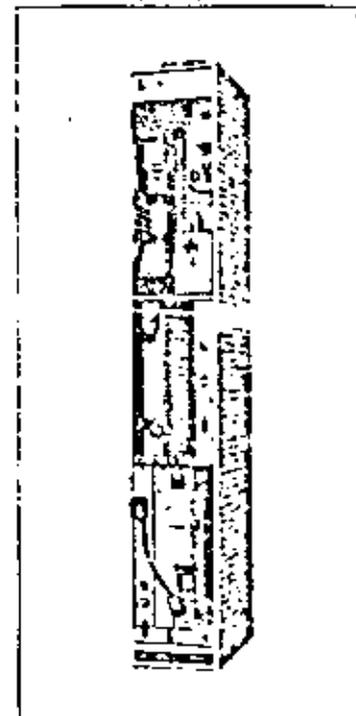
12 Unidades TR en un bastidor
260 mm de ancho



Unidad Transmisora (TX)



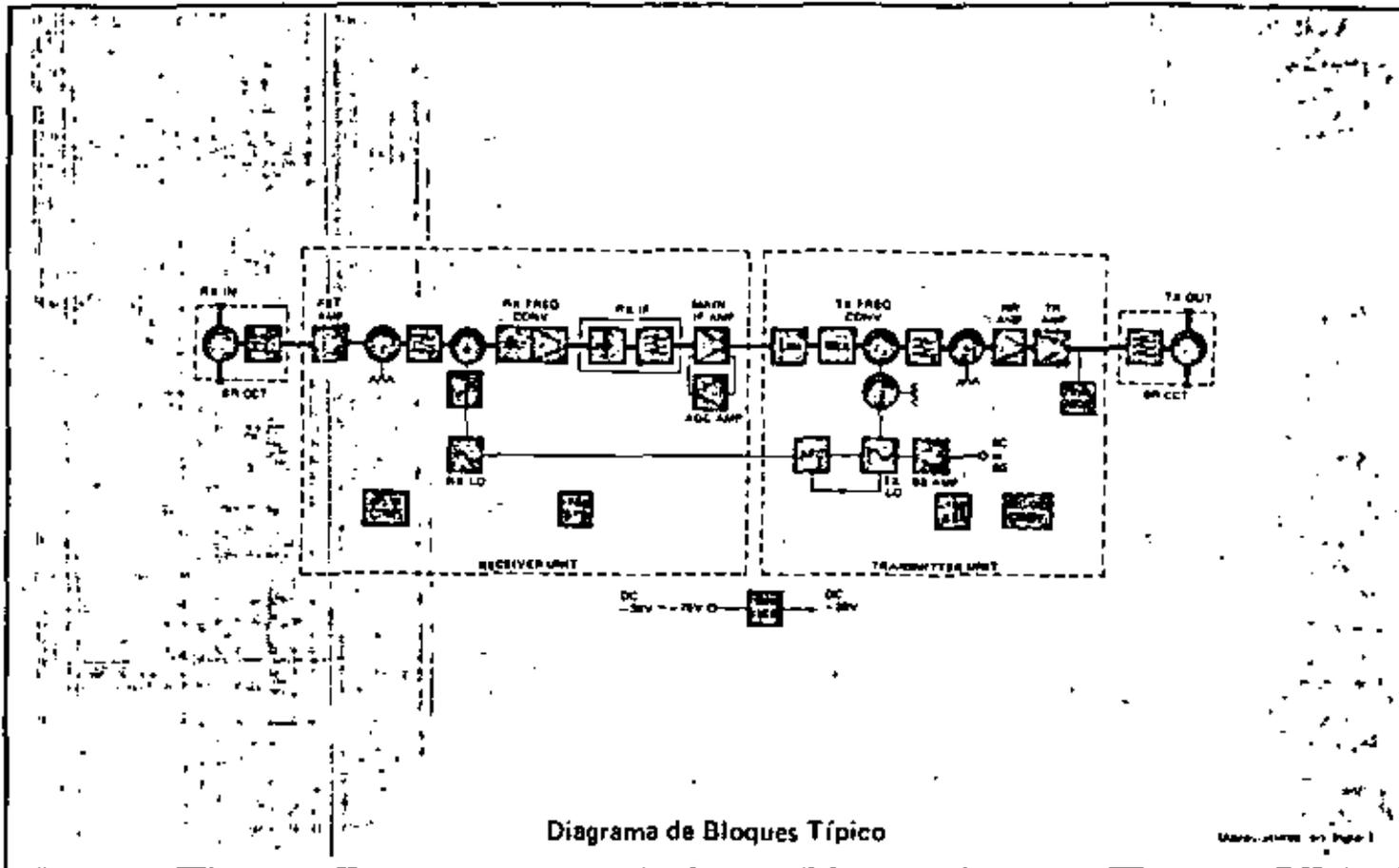
Unidad Receptora (RX)





Comportamiento y Diagrama de Bloques

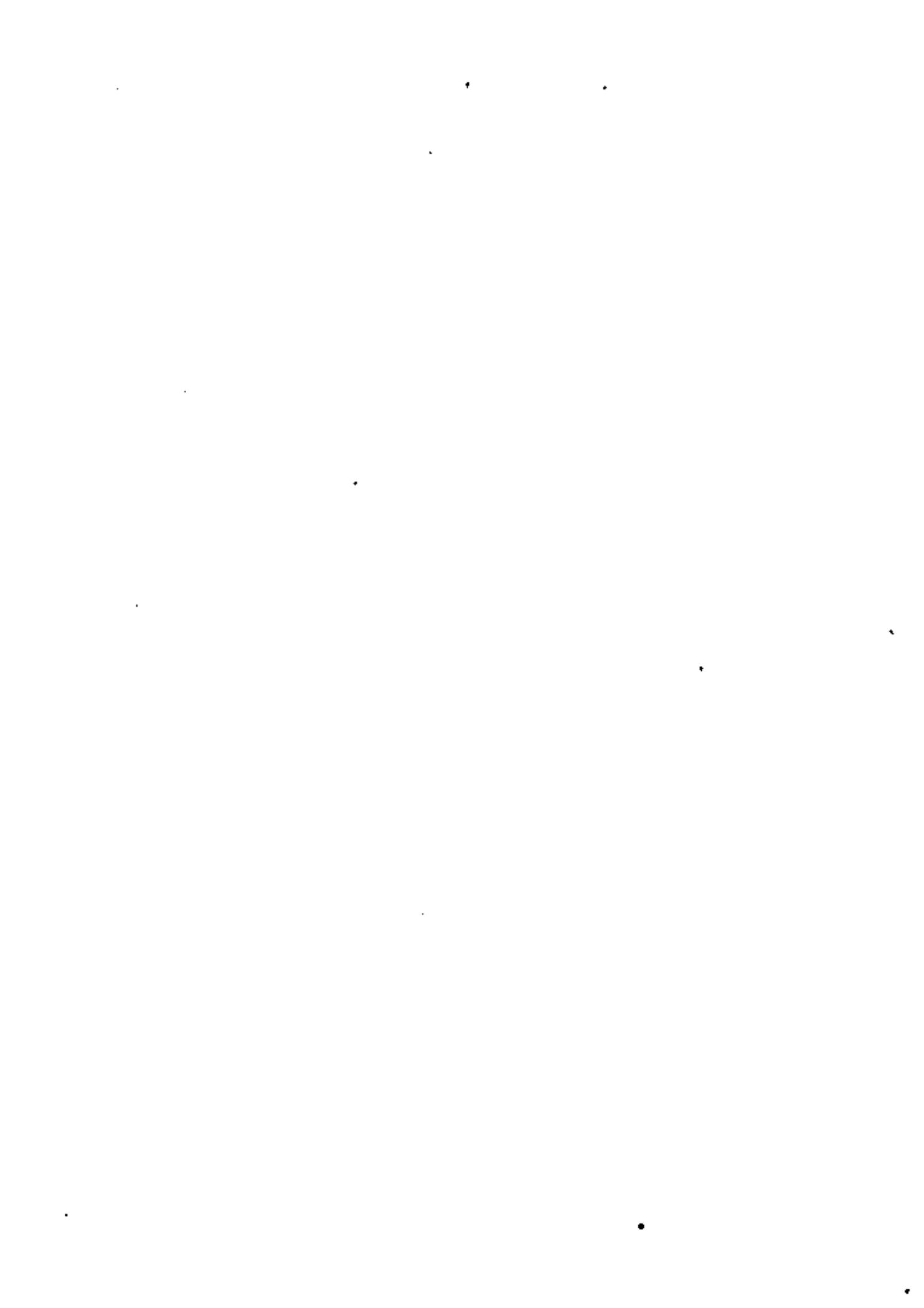
TR-4G1800



Comportamiento

Banda de Operación de Radio-Frecuencia:	3803.5 ~ 4203.5 MHz (CCIR Rec. 382-2) 3400 ~ 3900 MHz (OIRT-1, OIRT-2)
Capacidad de Transmisión:	300/600/900/1200/1800 C ó TV en color + 4 C de Sonido
Potencia de Salida del Transmisor: (en el Punto de Prueba)	20 dBm ó 27 dBm ó 30 dBm ó 35 dBm ó 37 dBm
Figura de Ruido del Receptor: (en el Punto de Prueba)	6.5 dB/4.5 dB con Amp. FET
Estabilidad de Frecuencia del Oscilador Local:	$\pm 5 \times 10^{-4}$
Frecuencia de Desplazamiento:	213 MHz (CCIR Rec. 382-2, OIRT-1) 266 MHz (OIRT-2)
Estabilidad de Frecuencia de Desplazamiento:	± 30 kHz
Respuesta de Amplitud/Frecuencia: (para ± 8 MHz, RF a IF ó IF a RF)	0.2 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para ± 8 MHz, de RF a RF)	1.0 μ s
Características de Ganancia Diferencial: (para ± 8 MHz, de RF a RF)	0.5%
Fuente de Alimentación:	-24 V / -20 V ~ -25 V ó -12 V ó -5 V ó -15 V
Consumo de Energía (a -20V)	
Potencia de Salida de Transmisor	20 dBm 27 dBm 30 dBm 35 dBm 37 dBm
Consumo de Energía	10W/TR 14W/TR 19W/TR 36W/TR 50W/TR
Dimensiones: (Ancho x Profundidad x Altura)	200 x 225 x 2100 mm
Peso:	~ 100 kg

* Equipado con dos transmisores, dos receptores e instalaciones auxiliares en un solo bastidor.

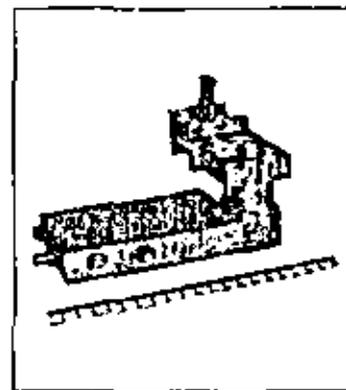
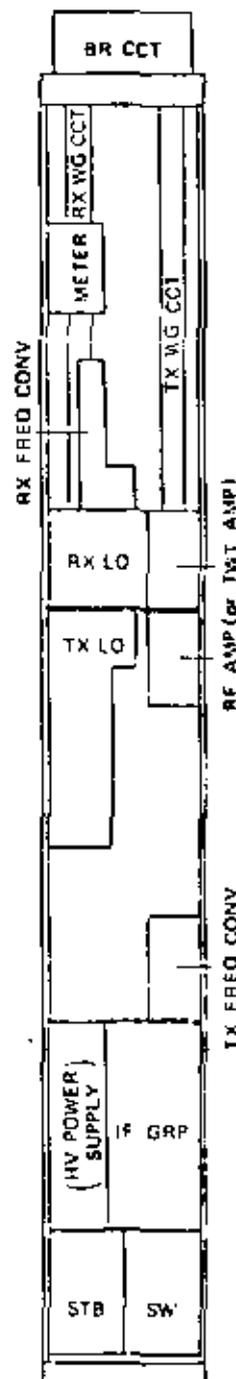


TR-6G1800
TR-7G1800
TR-8G1800

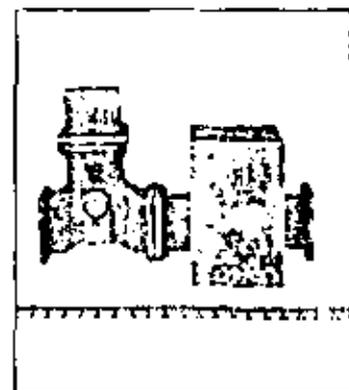
Características Sobresalientes

- Todo a Estado Sólido para Transmisión de hasta 1800 Canales
- Amplificador de Resistencia Negativa (NR) de Diodo IMPATT
- Mínima Figura de Ruido
- Largo Intervalo de Mantenimiento

*Si desee, también está a disposición el Amplificador TWI de larga duración de 11.5W de Salida en lugar del Amplificador NR.



Convertidor de Frec. del RX



Amplificador IET

Comportamiento

Tipo:

Banda de Operación de Radio Frecuencia:

Capacidad de Transmisión:

Potencia de Salida del Transmisor:
(en el Punto de Prueba)

Figura de Ruido del Receptor: (en el Punto de Prueba)

Estabilidad de Frecuencia del Oscilador Local:

Frecuencia de Desplazamiento:

Estabilidad de Frecuencia de Desplazamiento:

Respuesta de Amplitud/Frecuencia:

(para 48 MHz, de RF a IF ó IF a RF)

Características del Tiempo de Retardo

(para 48 MHz, de RF a RF)

Características de Ganancia Diferencial:

(para 48 MHz, de RF a RF)

Fuente de Alimentación:

Consumo de Energía: (a -24V)

Potencia de Salida del Transmisor

vs

Consumo de Energía

Dimensiones:

(Ancho x Profundidad) x Altura

Peso

Comportamiento y Diagrama de Bloques

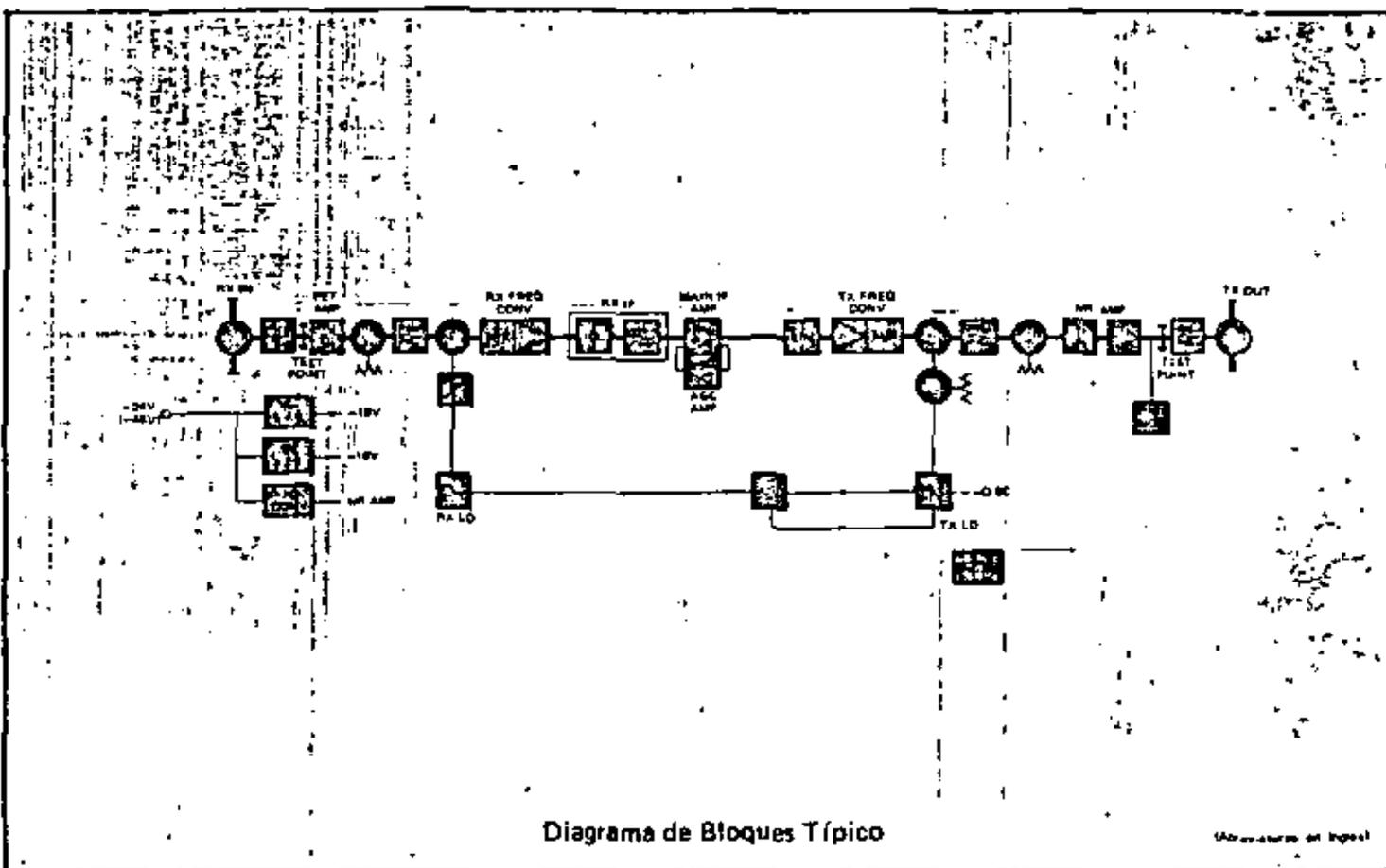


Diagrama de Bloques Típico

Abstracción de Ingest

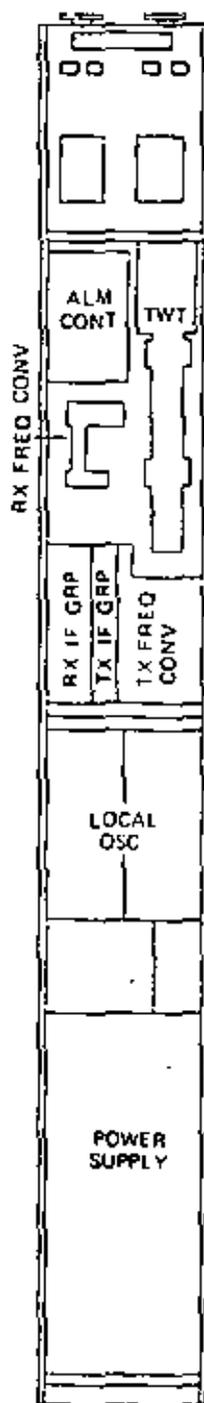
TR-6G1800 5925 ~ 6425 MHz (CCIR Rec. 383-1) 5670 ~ 6170 MHz (OIRT) 960/1260/1800 C ó TV en color + A.C. de Sonido 28 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm	TR-7G1800 6430 ~ 7110 MHz (CCIR Rec. 384-2) 960/1260/1800 C ó TV en color + A.C. de Sonido 27 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm	TR-7G960 7425 ~ 7775 MHz (CCIR Rec. 385, CONTEL) 300/600/900 C ó TV en color + A.C. de Sonido 27 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm	TR-8G1800 8200 ~ 8500 MHz (CCIR Rec. 386-1) 7725 ~ 8275 MHz (CCIR Rec. 386-1 ANEXO) 960/1260/1800 C ó TV en color + A.C. de Sonido 26 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm
6 dB/4.5 dB con Amp. FET $\pm 5 \times 10^{-5}$ 252.04 MHz (CCIR Rec. 383-1) 266.23 MHz (OIRT) ± 30 kHz 0.2 dB 1.0 ns 0.5%	6 dB/4.5 dB con Amp. FET $\pm 5 \times 10^{-5}$ 340 MHz ± 30 kHz 0.2 dB 1.0 ns 0.5%	6 dB/4.5 dB con Amp. FET $\pm 5 \times 10^{-5}$ 161 MHz (Rec. 385) 151.614 MHz (CONTEL) ± 30 kHz 0.2 dB 1.0 ns 0.5%	6.5 dB/4.5 dB con Amp. FET $\pm 5 \times 10^{-5}$ 151.614 MHz (Rec. 386-1) 311.32 MHz (Rec. 386-1 ANEXO) ± 30 kHz 0.2 dB 1.0 ns 0.5%
-24V (-20 ~ -26V) ó -48V (-36 ~ -75V)	-24V (-20 ~ -26V) ó -48V (-36 ~ -75V)	-24V (-20 ~ -26V) ó -48V (-36 ~ -75V)	-24V (-20 ~ -26V) ó -48V (-36 ~ -75V)
28 dBm 33 dBm 36 dBm	27 dBm 33 dBm 36 dBm	27 dBm 33 dBm 36 dBm	26 dBm 33 dBm 36 dBm
80W 105W 130W 260 x 225 x 2100 mm	80W 105W 130W 260 x 225 x 2100 mm	80W 105W 130W 260 x 225 x 2100 mm	80W 105W 130W 260 x 225 x 2100 mm
100 kg	100 kg	100 kg	100 kg



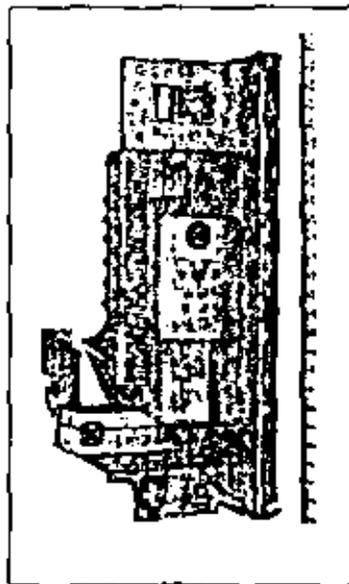
TR-5G2700
TR-7G2700

Características Sobresalientes

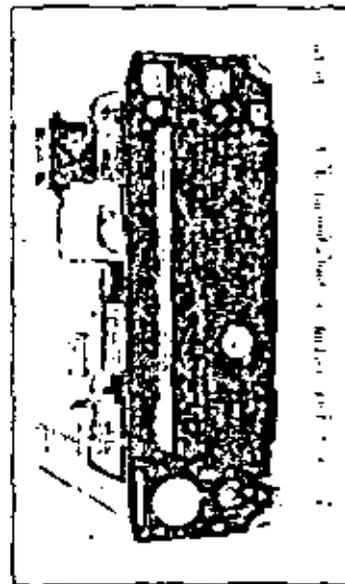
- Gran Capacidad de Transmisión
- Larga Vida del TWT
- Conversor de Bajada de Bajo Ruido
- Comportamiento probado en Campo a través de Larga Experiencia



Conversor de Frec. del TX



OSCI. LOC





Comportamiento y Diagrama de Bloques

TR-5G2700

TR-7G2700

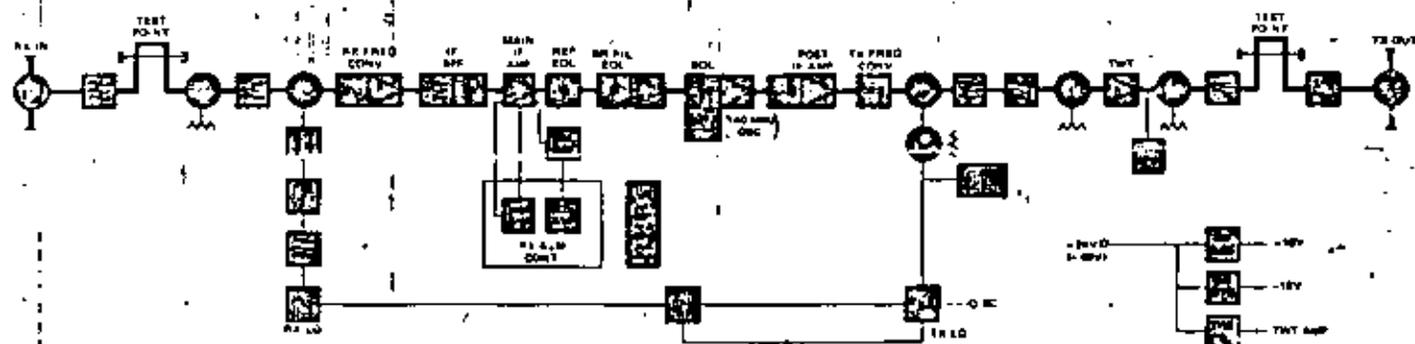
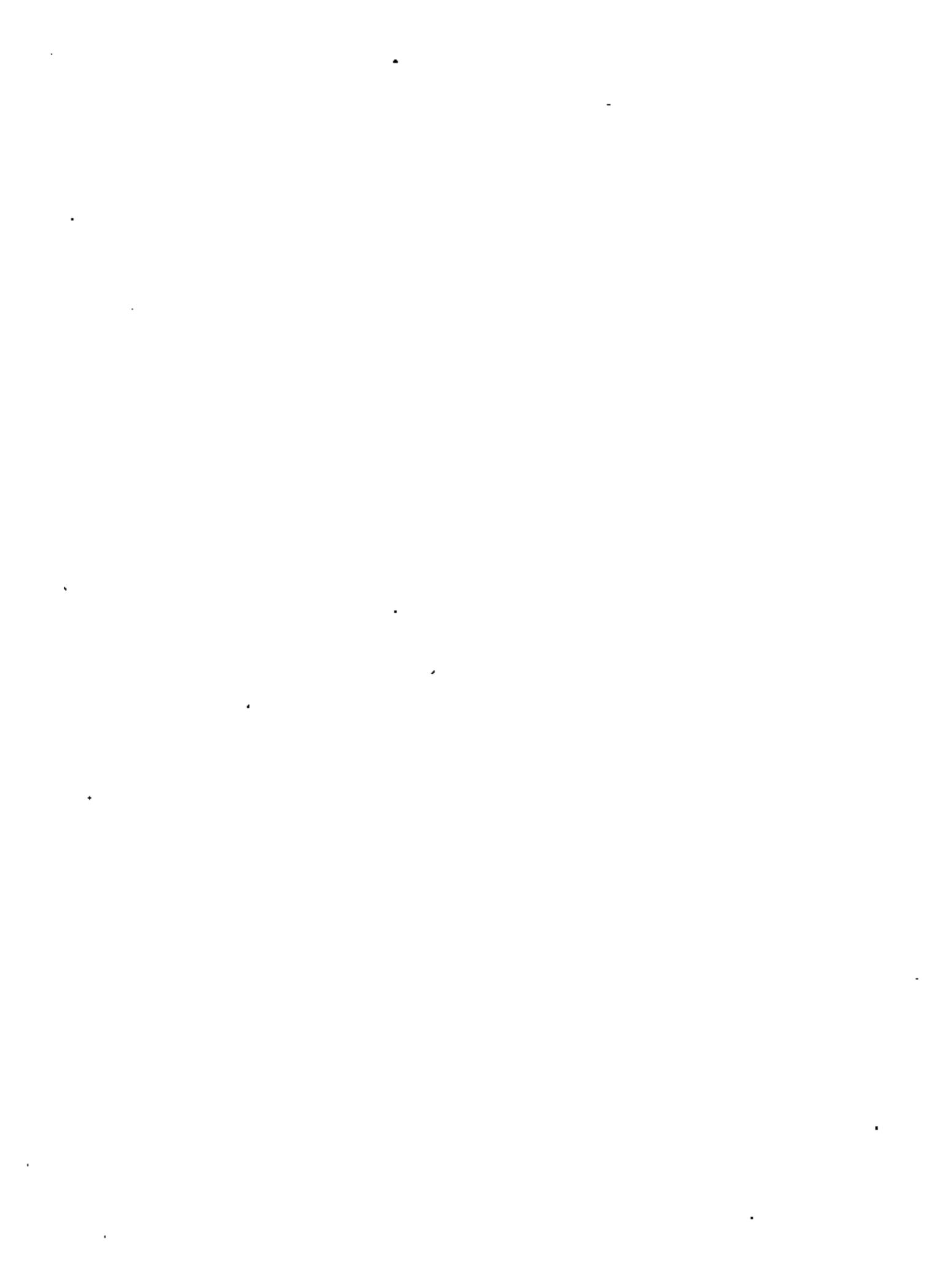


Diagrama de Bloques Típico

Aumentar en inglés

Comportamiento

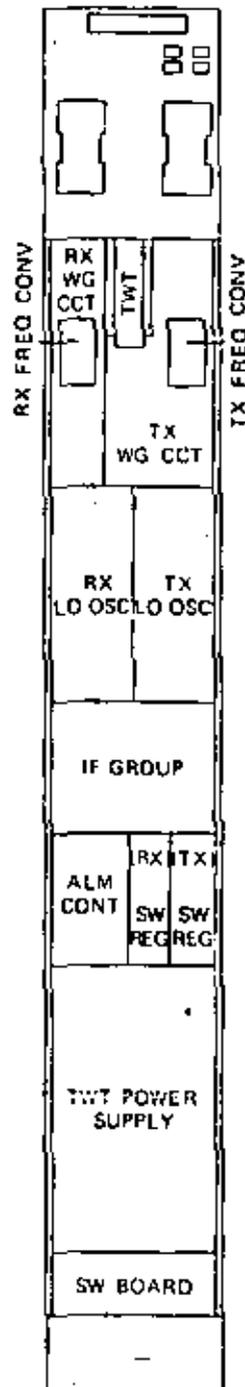
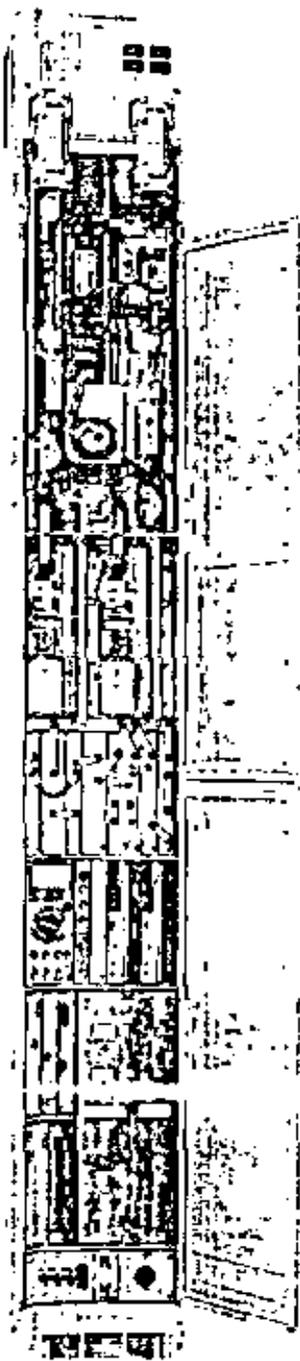
Tipo:	TR-5G2700	TR-7G2700
Banda de Operación de Radio-Frecuencia:	4400 ~ 5000 MHz (Lapón)	6430 ~ 7110 MHz (CCIR Rec. 384 2)
Capacidad de Transmisión:	2700 C	2700 C
Potencia de Salida del Transmisor: (en el Punto de Prueba)	43 dBm (20W)	41.8 dBm (15W) (Inc. Circ. Deriv.)
Figura de Ruido del Receptor: (en el Punto de Prueba)	8 dB	8 dB
Estabilidad de Frecuencia del Oscilador Local:	$\pm 2 \times 10^{-6}$ (para tipo terminal)	$\pm 2 \times 10^{-6}$ (para tipo terminal)
Frecuencia de Desplazamiento:	300 MHz (para tipo repetidor)	340 MHz (para tipo repetidor)
Estabilidad de Frecuencia de Desplazamiento:	± 30 kHz (para tipo repetidor)	± 34 kHz (para tipo repetidor)
Respuesta de Amplitud/Frecuencia: (para ± 10 MHz, RF a IF ó IF a RF)	0.15 dB	0.15 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para ± 10 MHz, de RF a RF)	1.5 ns	1.5 ns
Características de Ganancia Diferencial: (para ± 10 MHz, de RF a RF)	0.25%	0.25%
Fuente de Alimentación:	-24V (-20 ~ -35V) ó -48V (-36 ~ -75V)	-24V (-20 ~ -35V) ó -48V (-36 ~ -75V)
Consumo de Energía: (a -24V)	250W	250W
Dimensiones: (Ancho x Profundidad x Altura)	520 x 225 x 2100 mm	260 x 225 x 2100 mm
Peso:	150 kg	130 kg



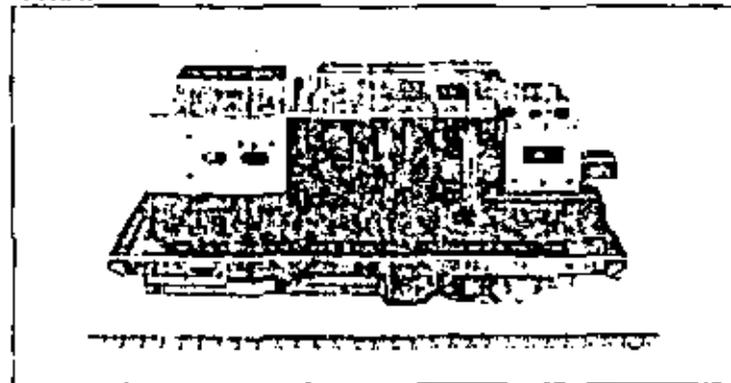
TR-11G2700 TR-15G2700

Características Sobresalientes

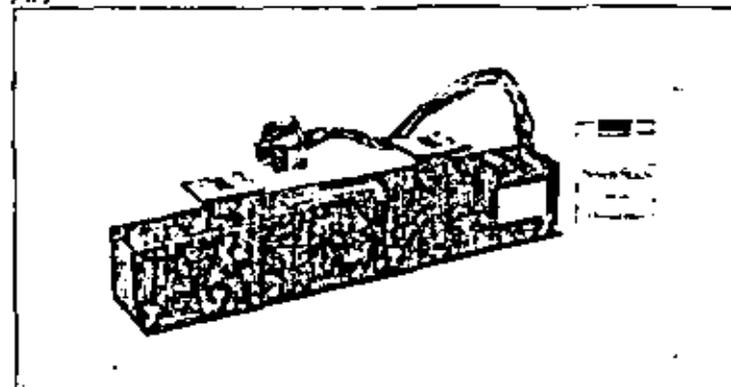
- Aplicable para Comunicación Intra Urbana de muy Alta Densidad
- Margen adecuado para Atenuación por Lluvia
- Bajo Ruido del Equipo
- Larga Vida del TWT (Metal-Cerámica)



OSCIL LOC



TWT





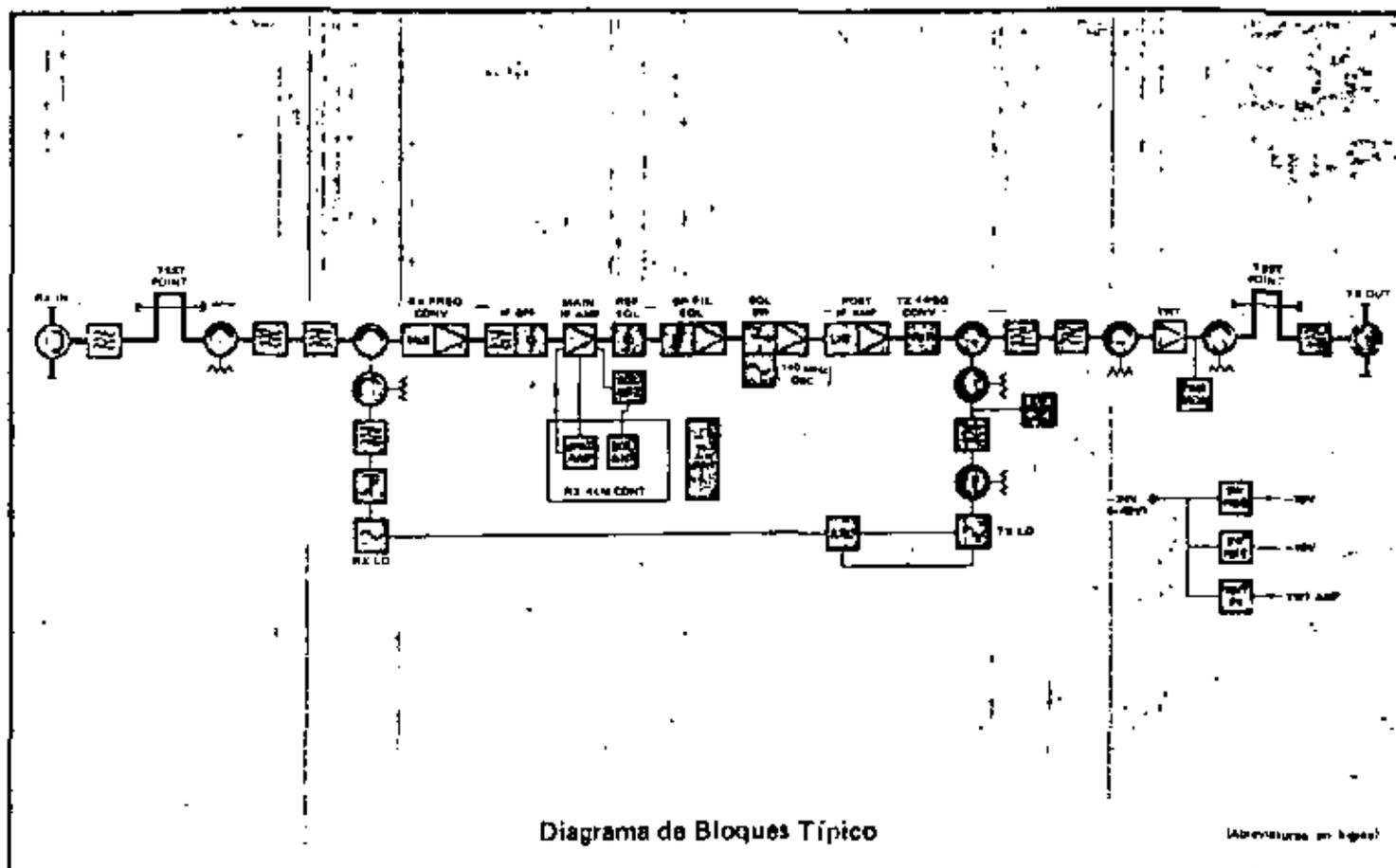


Diagrama de Bloques Típico

Abreviatura en legua

Comportamiento - Características

	TR-11G2700	TR-15G2700
Tipo:	TR-11G2700	TR-15G2700
Banda de Operación de Radio Frecuencia:	10700 ~ 11700 MHz (CCIR Rec. 387-2)	14400 ~ 15230 MHz (Japón)
Capacidad de Transmisión:	2700 C	2700 C
Potencia de Salida del Transmisor: (en el Punto de Prueba)	38.5 dBm (7W)	33 dBm
Figura de Ruido del Receptor: (en el Punto de Prueba)	11.5 dB	11.5 dB
Estabilidad de Frecuencia del Oscilador Local:	$\pm 2 \times 10^{-5}$ (para tipo terminal)	$\pm 2 \times 10^{-5}$ (para tipo terminal)
Frecuencia de Desplazamiento:	530 MHz	470 MHz
Estabilidad de Frecuencia de Desplazamiento: (para ± 16 MHz, RF a IF ó IF a RF)	± 53 kHz (para tipo repetidor) 0.15 dB	± 47 kHz (para tipo repetidor) 0.15 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para ± 16 MHz, de RF a RF)	1.5 ns	1.5 ns
Características de Ganancia Diferencial: (para ± 16 MHz, de RF a RF)	0.25%	0.25%
Fuente de Alimentación:	-24V (-20 ~ -35V) ó -48V (-36 ~ -75V)	-24V (-20 ~ -35V) ó -48V (-36 ~ -75V)
Consumo de Energía: (a -24V)	150W	150W
Dimensiones: (Ancho x Profundidad x Altura)	260 x 225 x 2100 mm	260 x 225 x 2100 mm
Peso:	120 kg	120 kg

Nota: El Transmisor Receptor TR-11G1800 sirve para transmisión de 1800 Canales

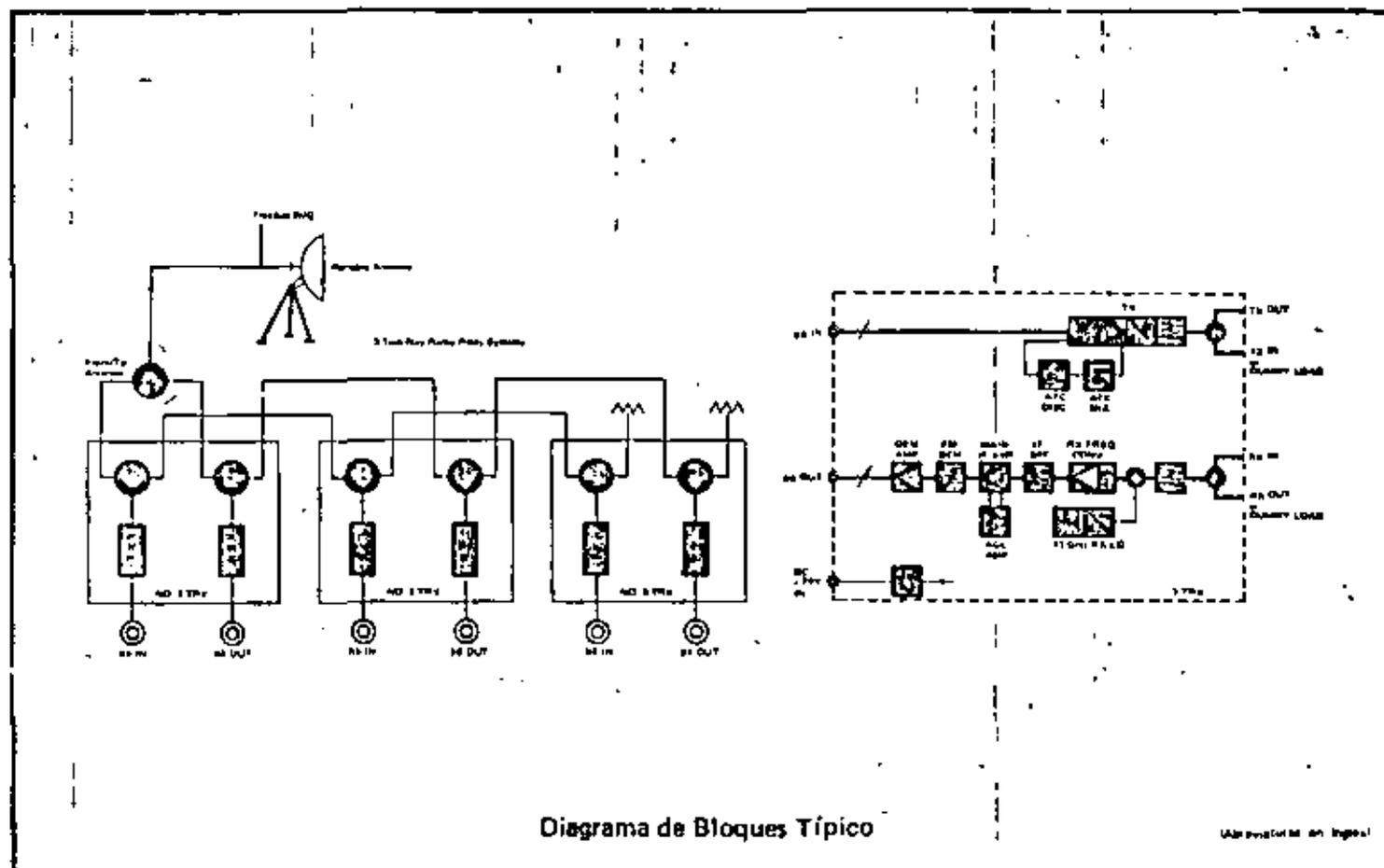


Diagrama de Bloques Típico

Alternativa de Ingreso

Comportamiento

Banda de Operación de Radio Frecuencia:	10700 ~ 11700 MHz (CCIR Rec. 387 2)
Capacidad de Transmisión:	2700 C ó 1V en color + 1 C de Sonido
Potencia de Salida del Transmisor: (en el Punto de Prueba)	22 dBm
Figura de Ruido del Receptor: (en el Punto de Prueba)	8 dB
Estabilidad de Frecuencia del Transmisor:	$\pm 7 \times 10^{-5}$
Respuesta de Amplitud/Frecuencia: (de Banda Base a Banda Base)	± 0.2 dB
Especificación de Ruidos: (término 4 intermodulación)	560 pW0p
Fuente de Alimentación:	-20 ~ -26.4V
Consumo de Energía: (a -24V)	20W/TR
Dimensiones: (Ancho x Profundidad x Altura)	295 x 290 x 700 mm
Peso	20 kg



Sumario del Comportamiento

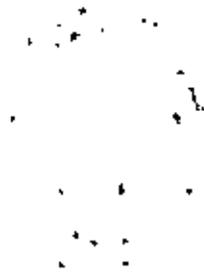
Transmisores-Receptores de Repetición en F.I.

	Tipo de Equipo	Asignación de Frecuencia		Capacidad de Canales del Transmisor	Potencia de Salida de Transmisión (Punto de Prueba)	Figura de Ruido (Punto de Prueba)	Potencia de Salida del Transmisor vs Consumo de Energía
		CCIR Rec. N°	Banda de Radio-Frecuencia				
TODO A ESTADO SOLIDO	TR-2G960	382-2	1700 ~ 2300 MHz	300/600/960 Canales 6 TV + 4 Canales de Sonido	26/32/36 dBm	6.5 dB 3.5 dB con Amp. FET	26/32/36 dBm 6.5/13.2/28.5W
	TR-4G1800	382-2 OIRT	3803.5 ~ 4293.5 MHz 3400 ~ 3900 MHz	300/600/960/1260/1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	26/32/36/38 dBm	6.5 dB 4.5 dB con Amp. FET	26/32/36/38 dBm 6.5/13.2/28.5W
	TR-6G1800	383-1 OIRT	5925 ~ 6425 MHz 5670 ~ 6170 MHz	960/1260/1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	26/33/36 dBm	6 dB 4.5 dB con Amp. FET	26/33/36 dBm 80/105/130W
	TR-7G1800	Basado en 384-2	6430 ~ 7110 MHz	960/1260/1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	27/33/36 dBm	6 dB 4.5 dB con Amp. FET	27/33/36 dBm 80/105/130W
	TR-7G960	Basado en 385 CONTEL	7425 ~ 7725 MHz	300/600/960 Canales 6 TV en Color + 1 Canal de Sonido	27/33/36 dBm	6 dB 4.5 dB con Amp. FET	27/33/36 dBm 80/105/130W
	TR-8G960	386-1	8200 ~ 8500 MHz	300/600/960 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	26/33/36 dBm	6.5 dB 4.5 dB con Amp. FET	26/33/36 dBm 80/105/130W
	TR-8G1800	386-1 ANEXO	7725 ~ 8275 MHz	960/1260/1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	26/33/36 dBm	6.5 dB 4.5 dB con Amp. FET	26/33/36 dBm 80/105/130W
A ESTADO SOLIDO MAS TWT	TR-5G2700	Japón	4400 ~ 5000 MHz	2700 Canales	43 dBm+ (20W)	8 dB	43 dBm+ 250W
	TR-6G1800	383-1 OIRT	5925 ~ 6425 MHz 5670 ~ 6170 MHz	1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	40 dBm (11.5W)	6 dB	40 dBm 105W
	TR-7G2700	384-2	6430 ~ 7110 MHz	2700 Canales	41 dBm (15.2W) (inc. Circ. Deriv.)	8 dB	41 dBm 250W
	TR-8G1800	386-1 ANEXO	7725 ~ 8275 MHz	1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	40 dBm (11.5W)	6.5 dB	40 dBm 105W
	TR-11G1800	387-2	10700 ~ 11700 MHz	1800 Canales 6 TV en Color	36 dBm	11 dB	36 dBm 150W
	TR-11G2700	Basado en 387-2	10700 ~ 11700 MHz	2700 Canales	38.5 dBm (7W)	11.5 dB	38.5 dBm 150W
	TR-15G2700	Japón	14400 ~ 15230 MHz	2700 Canales	33 dBm	11.5 dB	33 dBm 150W



Transmisores-Receptores de Repetición en Banda Base

	Tipo de Equipo	Asignación de Frecuencia		Capacidad de Canales del Transmisor	Potencia de Salida de Transmisión (Punto de Prueba)	Figura de Ruido (Punto de Prueba)	Potencia de Salida del Transmisor vs Consumo de Energía
		CCIR Rec. N°	Banda de Radio-Frecuencia				
TODO A ESTADO SOLIDO	TR-7GD960/V	283-2 382-2	1700 ~ 2300 MHz	120/300/600/ 960 Canales 6 TV en Color + 2 Canales de Sonido	28/33/36 dBm	6.5 dB	28/33/36 dBm 70W/2TR 95W/2TR 110W/2TR
	TR-7GD300 TR-8GD300	384-2 385 CONTEL 386-1	6430 ~ 7110 MHz 7125 ~ 7725 MHz 7725 ~ 8500 MHz	120/300 Canales	21/29 dBm (6430 ~ 7725 MHz) 20/28 dBm (7725 ~ 8500 MHz)	6.5 dB	21/29 dBm 120W/2TR 120W/2TR
	TR-7GD960/ 1260/V TR-8GD960/ 1260/V	384-2 Basado en 385 CONTEL 386-1	6430 ~ 7110 MHz 7125 ~ 7725 MHz 7725 ~ 8500 MHz	600/960/ 1260 Canales 6 TV en Color + 2 Canales de Sonido	20 dBm (6430 ~ 7725 MHz) 20 dBm (7725 ~ 8500 MHz)	6.5 dB	20/29 dBm 110W/2TR 110W/2TR
	TR-11GD1260/V	387-2	10700 ~ 11700 MHz	600/960/ 1260 Canales 6 TV en Color + 2 Canales de Sonido	28 dBm	8 dB	28 dBm 200W/2TR
	TRM-11GD2700	Basado en 387-2	10700 ~ 11700 MHz	2700 Canales 6 TV en Color + 1 Canal de Sonido	22 dBm	8 dB	22 dBm 200W/1TR
	TR-12GD300/ 960	Japón	12210 ~ 12440 MHz	120/300/600/ 960 Canales	23/25.5 dBm	10 dB	23/25.5 dBm 100W/2TR 100W/2TR



II GUÍA DE ONDAS.

Las guías de ondas son conductores huecos que pueden tomar diferentes formas, pero las más usuales son las de sección transversal rectangular o circular.

Para determinar la distribución de los campos electromagnéticos dentro de la guía, se resuelven las ecuaciones de Maxwell sujetas a las condiciones de frontera en las paredes de la guía. Suponiendo que las paredes que forman la guía, son conductores perfectos, las condiciones límites son simplemente:

$$E_{TAN} = 0$$

$$H_{NOR} = 0$$

En las paredes de la guía.

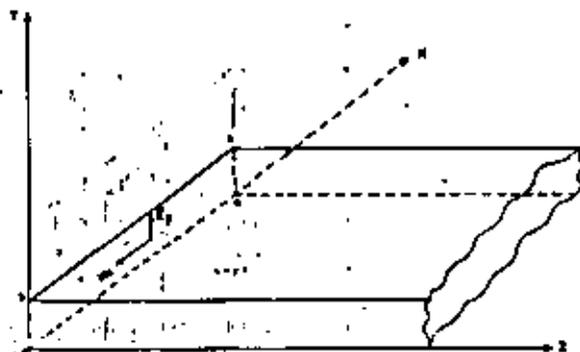


FIG. (2.1) GUÍA RECTANGULAR.

Mediante las ecuaciones I y II de Maxwell y las condiciones de campo, se obtienen las soluciones de las ecuaciones de onda para los campos en sus componentes transversales.

$$\nabla \times H = J + \dot{D} \quad \text{I}$$

$$\nabla \times E = -\dot{B} \quad \text{II}$$

$$D = \epsilon E \quad (2.1)$$

$$B = \mu H \quad (2.2)$$

$$J = \sigma E \quad (2.3)$$



$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \dot{\vec{E}} \quad \text{----- (2.4)}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \dot{\vec{H}} \quad \text{----- (2.5)}$$

La expresión de una onda armónica para el campo eléctrico es:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t} \quad \text{----- (2.6)}$$

Y para el campo magnético es:

$$\vec{H} = H_0 e^{j\omega t} \quad \text{----- (2.7)}$$

Derivando una vez con respecto al tiempo las ecuaciones 2.4 y 2.7 se tiene:

$$\dot{\vec{E}} = j\omega \vec{E}_0 e^{j\omega t} = j\omega \vec{E} \quad \text{----- (2.8)}$$

$$\dot{\vec{H}} = j\omega H_0 e^{j\omega t} = j\omega \vec{H} \quad \text{----- (2.9)}$$

Sustituyendo 8 y 9 en 4 y 5

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E} + \sigma \vec{E} \quad \text{----- (2.10)}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \quad \text{----- (2.11)}$$

Tomando rotacional en ambos miembros de las ecuaciones 2.10 y 2.11

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{H}) = j\omega \epsilon \nabla \times \vec{E} + \sigma \nabla \times \vec{E}$$

$$\nabla \cdot (\nabla \times \vec{H}) - \nabla^2 \vec{H} = j\omega \epsilon (-j\omega \mu \vec{H}) + \sigma (-j\omega \mu \vec{H})$$

$$0 - \nabla^2 \vec{H} = -\omega^2 \mu \epsilon \vec{H} + j\omega \mu \sigma \vec{H}$$

$$\nabla^2 \vec{H} = j\omega(\sigma + j\omega\epsilon)\vec{H} \quad \text{----- (2.12)}$$

Donde:

$$j\omega(\sigma + j\omega\epsilon) = \gamma^2 \quad \text{----- (2.13)}$$

Para la ecuación 11

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -j\omega\mu(\nabla \times \vec{H})$$

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = -j\omega\mu(j\omega\epsilon \vec{E} + \sigma \vec{E})$$

$$\nabla^2 \vec{E} = j\omega(\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E} \quad \text{----- (2.14)}$$

Donde:

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

Recuerde que la constante de propagación γ , se expresa:

$$\gamma = \sqrt{j\omega(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta \quad \text{----- (2.15)}$$

Como las ondas se desplazan en el material dieléctrico dentro de la guía en el cual $\sigma = 0$, la constante de propagación γ se reduce a:

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad \text{----- (2.16)}$$

Y la ecuación 2.10 se transforma en:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E} \quad \text{----- (2.17)}$$

La distribución del campo magnético en el espacio dieléctrico sin-



tomar en cuenta una dirección de propagación es:

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega \mathbf{E}$$

$$\begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega E_x \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = -j\omega E_y \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega E_z \quad (2.20)$$

Análogamente para la ecuación II

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega H_x \quad (2.21)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = j\omega H_y \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega H_z \quad (2.23)$$

De la figura (2.1) se observa que la dirección de propagación es en z por lo que:

$$H_x = H_{0x} e^{-\gamma z} \quad (2.24)$$

$$H_y = H_{0y} e^{-\gamma z} \quad (2.25)$$

$$H_z = H_{0z} e^{-\gamma z} \quad (2.26)$$

Donde γ es el factor de propagación cuyo valor se deducirá posteriormente.

Derivando con respecto a la dirección de propagación.

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = -\gamma H_{0x} e^{-\gamma z} = -\gamma H_x \quad (2.27)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -\gamma H_{0y} e^{-\gamma z} = -\gamma H_y \quad (2.28)$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones 2.18 y 2.19 se tiene:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} \cdot \gamma H_y = j\omega E_x \quad (2.29)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} \cdot \gamma H_x = -j\omega E_y \quad (2.30)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega E_z \quad (2.20)$$

Análogamente para el campo eléctrico en la dirección de propagación z.

$$E_x = E_{0x} e^{-\gamma z} \quad (2.31)$$

$$E_y = E_{0y} e^{-\gamma z} \quad (2.32)$$

$$E_z = E_{0z} e^{-\gamma z} \quad (2.33)$$

Derivando con respecto a z



$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\gamma E_{0x} e^{-\gamma z} = -\gamma E_x \quad (2.34)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -\gamma E_{0y} e^{-\gamma z} = -\gamma E_y \quad (2.35)$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones (2.21) y (2.22)

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} = \gamma E_y = -j\omega \mu H_x \quad (2.36)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \gamma E_x = j\omega \mu H_y \quad (2.37)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega \mu H_x \quad (2.38)$$

Resolviendo (29) para E_x

$$E_x = -\frac{j}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} + \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} H_y$$

Sustituyendo este valor en (2.37)

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} + \frac{\gamma^2}{j\omega \epsilon} H_y = j\omega \mu H_y$$

Agrupando términos en H_y

$$H_y \left(\frac{\gamma^2}{j\omega \epsilon} - j\omega \mu \right) = -\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y}$$

$$H_y \left(\frac{\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon}{j\omega \epsilon} \right) = -\frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y}$$

Si se denomina a $\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon = h^2$

$$H_y = -\frac{j\omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.39)$$

Resolviendo 2.30 para E_y

$$E_y = -\frac{j}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} H_x$$

Sustituyendo este valor en (2.36)

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} = \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\gamma^2}{j\omega \epsilon} H_x = -j\omega \mu H_x$$

Agrupando términos en H_x

$$H_x \left(\frac{\gamma^2}{j\omega \epsilon} - j\omega \mu \right) = -\frac{\partial E_x}{\partial y} + \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial x}$$

$$H_x \left(\frac{\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon}{j\omega \epsilon} \right) = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\gamma}{j\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial x}$$

Denominando a $\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon = h^2$

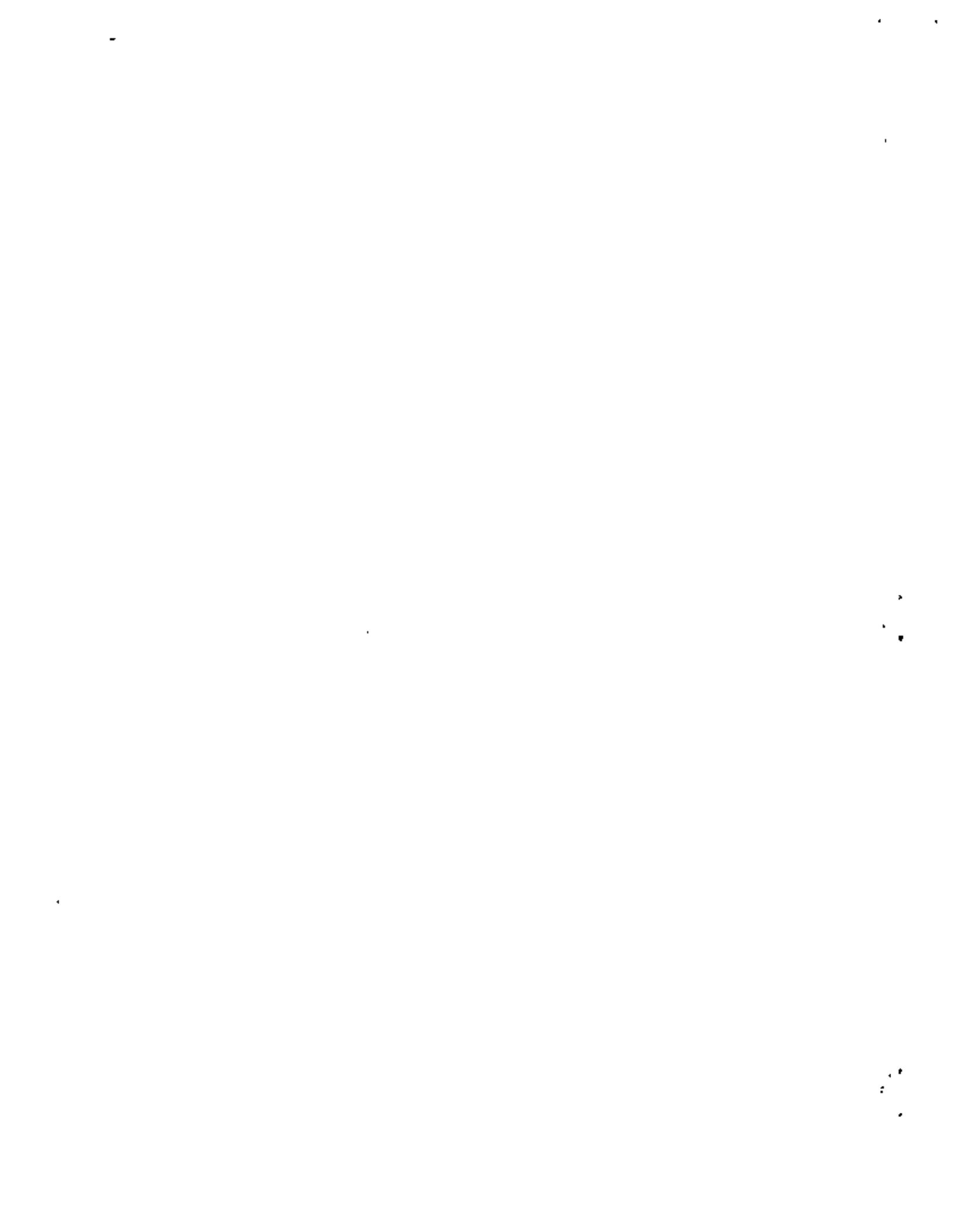
$$H_x = \frac{j\omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial x} \quad (2.40)$$

Análogamente se puede determinar E_x y E_y

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial x} \quad (2.40)$$

$$H_y = -\frac{j\omega \epsilon}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_y}{\partial y} \quad (2.41)$$

$$E_x = -\frac{j}{h^2} \frac{\partial E_x}{\partial x} - \frac{j\omega \mu}{h^2} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.42)$$



$$E_y = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_z}{\partial y} + \frac{j\omega\mu_0}{k^2} \frac{\partial \Pi_z}{\partial x} \quad (2.43)$$

Estas ecuaciones dan la relación entre los campos dentro de la guía y se observa que si E_z y Π_z son iguales a cero (onda T.E.M.) todos los campos serían cero dentro de la guía, por lo que, para la transmisión en guías de onda, debe existir una componente en la dirección de propagación, ya sea E_z ó Π_z .

Para determinar las distribuciones del campo electromagnético dentro de la guía, es necesario obtener expresiones para E_z ó Π_z o ambas.

Para esto, se deben encontrar las soluciones de E_z y Π_z en la guía, a partir de las ecuaciones de Maxwell y aplicando las condiciones de frontera que corresponden a ambos campos.

Como el propósito es encontrar expresiones para E_z y Π_z ; las expresiones se transformarán a:

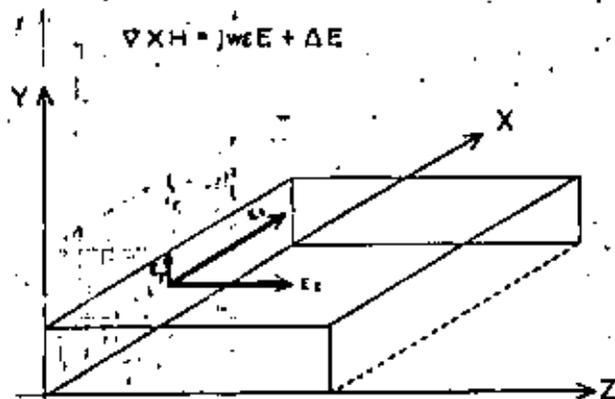
$$\nabla^2 \Pi_z = -\gamma^2 \Pi_z \quad (2.44)$$

$$\nabla^2 E_z = -\gamma^2 E_z \quad (2.45)$$

Las condiciones de frontera para ambos campos es:

$$E_x = E_z = 0 \quad \text{en} \quad y = 0; y = b$$

$$E_y = E_z = 0 \quad \text{en} \quad x = 0; x = a$$



Para Π_z se obtiene a partir de la primera ecuación de Maxwell.

$$\nabla \times \Pi_z = j\omega\epsilon E + \Delta E$$

Del determinante que implica $\nabla \times \Pi$ solo interesa la expresión para Π_z :

$$\frac{\partial \Pi_z}{\partial y} = j\omega\epsilon E_x \quad \text{pero como } E_x = 0 \text{ por condiciones de frontera}$$

entonces:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Pi_z}{\partial y} &= 0 \\ \Pi_z &= 0 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} y &= 0 \\ y &= b \end{aligned}$$

Análogamente:

$$-\frac{\partial \Pi_z}{\partial x} = j\omega\epsilon E_y \quad \text{y como } E_y = 0 \text{ en la frontera,}$$



entonces:

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \quad \begin{cases} x = 0 \\ x = a \end{cases}$$

Este trabajo se facilita, si se dividen en las configuraciones de los campos en dos grandes grupos.

1) Ondas Transversales Magnéticas

T.M.

$$H_z = 0$$

2) Ondas Transversales Eléctricas

T.E.

$$E_z = 0$$

2.2 FLUJO TRANSVERSO MAGNÉTICO

Para este modo de propagación, la componente $H_z = 0$ y $E_z \neq 0$ de la ecuación (2.45)

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \epsilon E_z \quad (2.46)$$

Como $E_z = E_{0z} e^{-\gamma z}$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = -\gamma^2 E_{0z} e^{-\gamma z} = -\gamma^2 E_z$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} = \gamma^2 E_z \quad (2.47)$$

Sustituyendo 2.47 en 2.46

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \gamma^2 E_z = -\omega^2 \mu \epsilon E_z$$

Haciendo $\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon = h^2$ y agrupando, se tiene:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + h^2 E_z = 0 \quad (2.48)$$

Como es una ecuación diferencial parcial de segundo orden y homogénea, se propone una solución del tipo:

$$E_z = XY$$

donde $X = f(x)$ y $Y = f(y)$

$E_z(x,y,z)$ ésta es la expresión del campo eléctrico en tres dimensiones, pero específicamente para la dirección de propagación z .

$$E_z(X,Y) e^{-\gamma z}$$

La solución que se propone es por medio del producto XY

$$E_z = XY \quad (2.49)$$

$$\frac{\partial^2 XY}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 XY}{\partial y^2} + h^2 XY = 0$$

Separando funciones

$$Y \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + X \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 XY = 0$$



Dividiendo entre XY

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 = 0 \quad (2.50)$$

Agrupando los componentes en X y el término independiente.

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + h^2 = A^2 \quad (2.51)$$

Y la componente en Y

$$\frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = -A^2 \quad (2.52)$$

De la ecuación (2.51)

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 = 0 \quad (2.53)$$

Donde:

$$B^2 = h^2 + A^2$$

Multiplicando por X la ecuación (2.53)

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 X = 0 \quad (2.54)$$

$x^2 + B^2 = 0$ La solución es:

$$X = \pm jB$$

$$\Rightarrow X = C_1 e^{jBx} + C_2 e^{-jBx}$$

Expresado en otra forma:

$$X = C_1 \cos Bx + C_2 \sin Bx \quad (2.55)$$

$$Y = C_3 \cos Ay + C_4 \sin Ay \quad (2.56)$$

Por lo que:

$$E_2 = XY$$

$$XY = C_1 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_1 C_4 \cos Bx \sin Ay + C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \quad (2.57)$$

Para determinar el valor de las constantes, se aplican a esta expresión las condiciones de frontera.

$$E_2 = 0 \text{ en } x = 0, a \text{ y en } y = 0, b$$

$$\text{Para } x = 0 \quad E_2 = 0$$

$$E_2 = C_1 C_3 \cos Ay + C_1 C_4 \sin Ay$$

Por lo tanto, para que E_2 sea cero, es necesario que $C_1 = 0$, entonces la expresión general es:

$$E_2 = C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \quad (2.58)$$

Y para $y = 0$ la ecuación (2.58) se reduce a:

$$E_2 = C_2 C_3 \sin Bx = 0 \quad (2.59)$$

Para que E_2 sea cero para cualquier valor de x , es necesario

que C_2 ó C_3 sea igual a cero, si $C_2 = 0$, la ecuación 2.58 será siempre igual a cero por lo tanto, la constante que debe ser cero es C_3 y entonces la ecuación 2.58 queda:

$$E_z = C_2 C_4 \text{ Sen } Bx \text{ Sen } Ay \quad (2.60)$$

Como $\text{Sen } Bx \text{ Sen } Ay$ son adimensionales, el producto $C_2 C_4$ debe representar un campo eléctrico el cual, se define como E_0 por lo que, la ecuación (2.60) se transforma en:

$$E_z = E_0 \text{ Sen } Bx \text{ Sen } Ay \quad (2.61)$$

De la ecuación (2.61), hace falta determinar las constantes A y B que se obtendrán, aplicando las dos condiciones de frontera restantes.

$$\text{Para } x = a \quad ; \quad E_z = 0$$

Por lo que:

$$E_z = E_0 \text{ Sen } Bx \text{ Sen } Ay = 0$$

Por lo que:

$$B = \frac{n\pi}{a} \quad (2.62)$$

$$\text{Para } n = 1, 2, 3, \dots$$

$$\text{Para } y = b \quad ; \quad E_z = 0$$

$$E_z = E_0 \text{ Sen } \frac{n\pi}{a} x \text{ Sen } \frac{m\pi}{b} y$$

Por lo que:

$$A = \frac{m\pi}{b} \quad (2.63)$$

$$\text{Para } n = 1, 2, 3, \dots$$

Finalmente la expresión (2.61) queda:

$$E_z = E_0 \text{ Sen } \frac{n\pi}{a} x \text{ Sen } \frac{m\pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2.64)$$

Por lo tanto las ecuaciones del modo transversal magnético, se obtienen sustituyendo E_z en las ecuaciones 240 a 243 y IV dando como resultado:

Modo T.M

Para un modo libre de cargas, $\gamma = j\beta$

$$E_x = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \text{ Cos } \frac{m\pi}{a} x \text{ Sen } \frac{n\pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2.65)$$

$$E_y = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \text{ Sen } \frac{m\pi}{a} x \text{ Cos } \frac{n\pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2.66)$$

$$E_z = E_0 \text{ Sen } \frac{m\pi}{a} x \text{ Sen } \frac{n\pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2.67)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \text{ Sen } \frac{m\pi}{a} x \text{ Cos } \frac{n\pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2.68)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \text{ Cos } \frac{m\pi}{a} x \text{ Sen } \frac{n\pi}{b} y e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2.69)$$

$$H_z = 0 \quad (2.70)$$



$$A = \frac{n_1}{b}$$

$$B = \frac{m_1}{a}$$

Estas ecuaciones, representan la distribución del campo electromagnético para una guía rectangular que opera en el modo T.M.

Analizando E_z , se observa que existirá una distribución senoidal del campo, tanto en la dirección x , como en la dirección y , y ambas deberán cumplir con las condiciones de frontera establecidas. Tanto en la dimensión a como en la dimensión b , la distribución del campo debe ser un número entero de medias longitudinales de onda dadas por m y n .

Por ejemplo para $n = 1$ existirá una media longitudinal de onda en la dimensión b que está sobre el eje x , lo mismo sucederá para $n = 1, 2, \dots$

A la combinación m, n , se le denomina modo de distribución del campo dentro de la guía, como se ve, existirá un número infinito de modos de propagación.

De la ecuación 2.67 se observa que si m o n son cero, $E_z = 0$, lo que implica que no hay campo eléctrico ni campo magnético en la dirección de propagación por lo que se tendría una propagación T.E.M., que no puede propagarse dentro de la guía y que se demuestra en el apéndice, por lo tanto el valor mínimo para m y n es 1, con lo que en la propagación transversal magnética habrá por lo menos una media longitudinal de onda de distribución del campo en cada una de las dimensiones de la guía.

Al mínimo modo que puede propagarse dentro de la guía se le llama "Modo Dominante", para este caso es el T.M._{1,1}.

Para que el análisis de las ecuaciones anteriores quede completo, es necesario observar el comportamiento de β .

$$h^2 = A^2 + B^2$$

$$h^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$$

$$A = \frac{n_1}{b}$$

$$B = \frac{m_1}{a}$$

Se puede decir que:

$$h^2 = \left(\frac{n_1}{b}\right)^2 + \left(\frac{m_1}{a}\right)^2$$

Y que:

$$\gamma^2 = \left(\frac{n_1}{b}\right)^2 + \left(\frac{m_1}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon = -\beta^2$$

Por lo que:

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left[\left(\frac{n_1}{b}\right)^2 + \left(\frac{m_1}{a}\right)^2 \right]} \dots \dots \dots (2.71)$$

Observe que γ (factor de propagación en la guía) es diferente al factor de propagación de una onda electromagnética en el espacio libre que para un medio libre de cargas es:

$$\gamma = \pm j\omega \sqrt{\mu \epsilon}$$

Es de hacer notar, que el factor de propagación en el espacio libre queda modificado por las dimensiones y el modo de propagación en la guía.

De la ecuación (2.71) se observa que si $\omega^2 \mu \epsilon > h^2$, β es real por lo que habrá propagación como se observa en las ecuaciones 2.65, 2.66, 2.67, 2.68, 2.69

Por otro lado si $\omega^2 \mu \epsilon < h^2$ β es imaginario y el término $e^{-j\beta z}$ se transforma en $e^{\beta z}$ con lo que la propagación desaparece, el punto de transición se obtiene cuando:

$$\omega^2 \mu \epsilon = h^2$$

Es decir cuando.

$$\omega_c^2 \mu \epsilon = \left[\left(\frac{n_1 l}{b} \right)^2 + \left(\frac{n_2 l}{a} \right)^2 \right] \dots \dots \dots (2.72)$$

6

$$\omega_c^2 = \frac{1}{\mu \epsilon} \left[\left(\frac{n_1 l}{b} \right)^2 + \left(\frac{n_2 l}{a} \right)^2 \right]^{1/2}$$

6

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\mu \epsilon}} \left[\left(\frac{n_1 l}{b} \right)^2 + \left(\frac{n_2 l}{a} \right)^2 \right]^{1/2} \dots \dots \dots (2.73)$$

A f_c se le denomina "frecuencia de corte", y representa la frecuencia mínima que puede propagarse en una guía de dimensiones a y b .

Analizando ahora las velocidades que se presentan en la guía:

V_p — Es la velocidad de fase de la onda en las paredes de la guía.

V_g — Es la velocidad de la energía en la guía.

V_o — Es la velocidad del frente de onda en el dieléctrico.

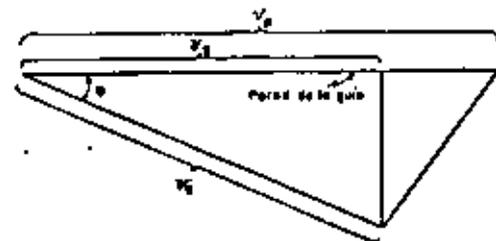


Fig. (2.2) Diagrama de Velocidades dentro de una Guía de Ondas

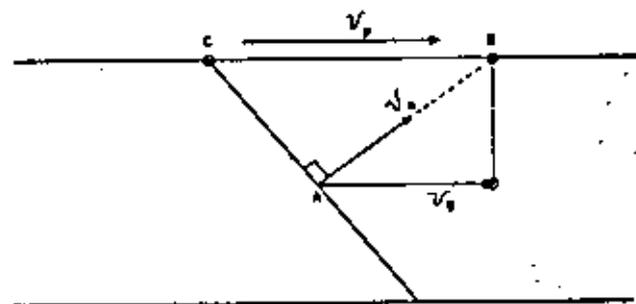


Fig. (2.3) Análisis de las Velocidades Dentro de una Guía de Ondas.



$$V_p = \frac{CH}{l}$$

$$V_0 = \frac{AH}{l}$$

$$\frac{V_0}{V_p} = \frac{AB}{CB} = \frac{CH \cos \theta}{CH} = \cos \theta$$

Por lo tanto,

$$V_p = \frac{V_0}{\cos \theta} \Rightarrow V_p > V_0$$

$$V_p = \frac{u}{\beta} = \frac{u}{\sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{n_1}{a}\right)^2 - \left(\frac{n_2}{b}\right)^2}} \quad (2.74)$$

Si u aumenta sobre la u de corte, la V_p decrece desde un valor infinitamente grande y se aproxima a V_0 cuando la frecuencia se incrementa sin límite.

$$\text{Si } u \gg u_c$$

$$\omega^2 \mu \epsilon \gg \left(\frac{n_1}{a}\right)^2 + \left(\frac{n_2}{b}\right)^2$$

$$\beta \approx \frac{1}{\omega^2 \mu \epsilon} \quad (2.75)$$

$$\therefore V_p \approx V_0$$

Es evidente que debido a la trayectoria en Zig-Zag del frente de onda, la velocidad V_p con la cual la energía se propaga sobre el eje de la guía, será menor que la velocidad en el espacio libre, en términos del ángulo θ , para una guía con dieléctrico aire será, de acuerdo-

con la figura (2.3)

$$V_R = \frac{AC}{l}$$

$$V_0 = \frac{AH}{l}$$

$$\frac{V_0}{V_R} = \frac{AB}{AC} = \frac{AH \cos \theta}{AH} = \cos \theta$$

$$V_0 = \frac{V_R}{\cos \theta} \Rightarrow V_R < V_0$$

Por otro lado, las longitudes de onda se definen como:

$$\lambda_0 = \frac{V_0}{f}$$

$$\lambda_p = \frac{V_p}{f}$$

$$V_p = \frac{2lf}{\sqrt{(2\pi f)^2 \mu \epsilon - (2\pi)^2 \left(\frac{n_1}{2a}\right)^2 - (2\pi)^2 \left(\frac{n_2}{2b}\right)^2}}$$

$$V_p = \frac{f}{\sqrt{f^2 \mu \epsilon - \left(\frac{n_1}{2a}\right)^2 - \left(\frac{n_2}{2b}\right)^2}} \quad (2.76)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c}$$

$$\lambda_c = \frac{c}{\frac{f_c}{2} \sqrt{\left(\frac{n_1}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n_2}{2b}\right)^2}}$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2}} \quad (2.77)$$

Finalmente, las ecuaciones para el modo dominante T.N.₁₁ son:

$$E_x = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{h}{a} \cos \frac{x}{a} \times \text{Sen} \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.78)$$

$$E_y = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{h}{b} \text{Sen} \frac{h}{a} x \times \cos \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.79)$$

$$E_z = -E_0 \text{Sen} \frac{h}{a} x \times \text{Sen} \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.80)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{h}{b} \text{Sen} \frac{h}{a} x \times \cos \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.81)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{h}{a} \cos \frac{h}{a} x \times \text{Sen} \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.82)$$

$$H_z = 0 \quad (2.83)$$

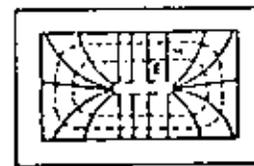
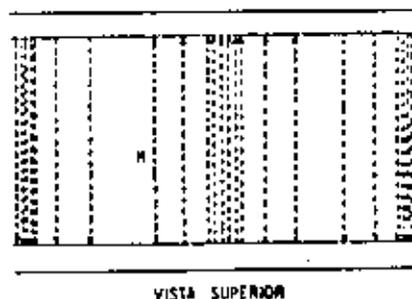
$$A = \frac{\pi}{a} \quad ; \quad B = \frac{\pi}{b}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\mu\epsilon}} \left[\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.84)$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2}} \quad (2.85)$$

$$v_p = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 - \left(\frac{f}{f_{c2}}\right)^2}} \quad (2.86)$$

$$V_G = V_0 \cos \theta \quad (2.87)$$



VISTA LATERAL

VISTA DE FRENTE

ONDA T.N.₁₁

FIG. (2.4) DISTRIBUCION DEL CAMPO ELECTRICO Y MAGNETICO (INTERIOR) EN UNA CUBA RECTANGULAR PARA EL MODO T.N.₁₁ EL CAMPO CONVULSICO SE REPRESENTA CON LINEAS PUNTEADAS.

2.3 ONDA TRANSVERSO ELECTRICO

Para este modo de propagación la constante $E_z = 0$ y $H_z \neq 0$ de la ecuación (2.44)

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \epsilon H_z \quad (2.88)$$

Como $H_z = H_{0z} e^{-\gamma z}$

$$\frac{\partial H_z}{\partial z} = -\gamma H_{0z} e^{-\gamma z} = -\gamma H_z$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = \gamma^2 H_{0z} e^{-\gamma z} = \gamma^2 H_z \quad (2.89)$$

Sustituyendo (2.89) en (2.88)

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \gamma^2 H_z = -\omega^2 \mu \epsilon H_z$$

Haciendo $\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon = h^2$ y reagrupando

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + h^2 H_z = 0 \quad (2.90)$$

Como es una ecuación diferencial parcial de segundo orden y homogénea, se propone una solución del tipo:

$$H_z = XY \quad (2.91)$$

Donde:

$$X = f(x) \quad y \quad Y = f(y)$$

$H_z(x, y, z)$ expresión del campo magnético en tres dimensiones, pero específicamente para la dirección de propagación z .

$$H_z(x, y) = e^{-\gamma z}$$

La solución que se propone es por medio del producto XY .

Sustituyendo (2.91) en (2.90) se tiene:

$$\frac{\partial^2 XY}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 XY}{\partial y^2} + h^2 XY = 0$$

Separando funciones.

$$Y \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + X \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 XY = 0$$

Dividiendo entre XY

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 = 0 \quad (2.92)$$

Agrupando la componente en X y el término independiente.

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + h^2 = A^2 \quad (2.93)$$

Y la componente Y

$$\frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = -A^2 \quad (2.94)$$

De la ecuación (2.93)



$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 = 0 \quad \dots\dots\dots (2.95)$$

Donde:

$$B^2 = h^2 + A^2$$

Multiplicando por X la ecuación (2.95)

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 X = 0 \quad \dots\dots\dots (2.96)$$

$X^2 + B^2 = 0$ La solución de esta ecuación es:

$$X = e^{jBx}$$

$$X = C_1 e^{jBx} + C_2 e^{-jBx}$$

Expresado en otra forma:

$$X = C_1 \cos Bx + C_2 \sin Bx \quad \dots\dots\dots (2.97)$$

$$Y = C_3 \cos Ay + C_4 \sin Ay \quad \dots\dots\dots (2.98)$$

Por lo que:

$$H_z = XY$$

$$H_z = XY = C_1 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_1 C_4 \cos Bx \sin Ay + C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \quad \dots\dots\dots (2.99)$$

Para determinar el valor de las constantes, se aplica el criterio siguiente.

Por el modo de propagación $E_z = 0$ este valor lo sustituimos en las ecuaciones 2.40, 2.41, 2.42 y 2.43 que se invierten en:

$$H_x = -\frac{Y}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad \dots\dots\dots (2.100)$$

$$H_y = -\frac{X}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \dots\dots\dots (2.101)$$

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \dots\dots\dots (2.102)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad \dots\dots\dots (2.103)$$

Se sustituye el valor de H_z en la expresión (2.102)

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = A \left[-C_1 C_3 \cos Bx \sin Ay + C_1 C_4 \cos Bx \cos Ay - C_2 C_3 \cos Bx \sin Ay + C_2 C_4 \sin Bx \cos Ay \right]$$

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{h^2} A \left[-C_1 C_3 \cos Bx \sin Ay + C_1 C_4 \cos Bx \cos Ay - C_2 C_3 \cos Bx \sin Ay + C_2 C_4 \sin Bx \cos Ay \right] \quad \dots\dots\dots (2.104)$$

Por condiciones de frontera:

$$E_x = 0 \quad \text{Si } y = 0 \quad ; \quad y = b$$

Si $y = 0$ la ecuación (2.104) queda:

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{h^2} A \left[C_1 C_4 \cos Bx + C_2 C_4 \sin Bx \right] \quad \dots\dots\dots (2.105)$$

Para que E_x sea cero, es necesario que $C_4 = 0$

Por lo que la expresión general es:

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{h^2} A \left[-C_1 C_3 \cos Bx \operatorname{Sen} Ay - C_2 C_3 \operatorname{Sen} Bx \operatorname{Sen} Ay \right] \dots\dots(2.106)$$

Si $y = 0$ la ecuación (2.106) es cero

Si $y = b$ para que $E_x = 0$ se necesita que $C_2 = 0$

Entonces:

$$A = \frac{n\pi}{b}$$

Para $n = 1, 2, 3, \dots\dots\dots n$

La ecuación (2.106) queda:

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos Bx \operatorname{Sen} \frac{n\pi}{b} y$$

Para conocer el valor de B es necesario emplear la ecuación (2.103)

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} = B \left[-C_1 C_3 \operatorname{Sen} Bx \cos Ay - C_1 C_4 \operatorname{Sen} Bx \operatorname{Sen} Ay \right] \\ + C_2 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_2 C_4 \cos Bx \operatorname{Sen} Ay$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} B \left[-C_1 C_3 \operatorname{Sen} Bx \cos Ay - C_1 C_4 \operatorname{Sen} Bx \operatorname{Sen} Ay \right] \\ + C_2 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_2 C_4 \cos Bx \operatorname{Sen} Ay \dots\dots(2.107)$$

Si $x = 0$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} B \left[C_2 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_2 C_4 \cos Bx \operatorname{Sen} Ay \right] \dots\dots\dots(2.108)$$

Para que E_y sea cero cuando $x = 0$ es necesario que $C_2 = 0$ y la expresión general queda:

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} B \left[-C_1 C_3 \operatorname{Sen} Bx \cos Ay - C_1 C_4 \operatorname{Sen} Bx \operatorname{Sen} Ay \right] \dots\dots\dots(2.109)$$

Si $x = a$ la ecuación 2.109 es igual a cero.

Si $x = a$ para que $E_y = 0$ (condición de frontera) se requiere que $C_4 = 0$ porque si $C_1 = 0$, E_y siempre será cero.

Entonces:

$$B = \frac{m\pi}{a}$$

Para $m = 1, 2, 3, \dots\dots\dots m$

La ecuación (2.109) queda:

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{n\pi}{a} \operatorname{Sen} \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y$$

Recordando la ecuación (2.99) y aplicando $C_2 = C_4 = 0$ queda:

$$H_z = C_1 C_3 \cos Bx \cos Ay \dots\dots\dots(2.110)$$

Si $C_1 C_3 = H_0$

$$H_z = H_0 \cos \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y \dots\dots\dots(2.111)$$

Análogamente se pueden encontrar las expresiones para H_x y H_y en el modo T.E.

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{ni}{b} \cos \frac{ni}{a} x \operatorname{Sen} \frac{nh}{b} y e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.112)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{ni}{a} \operatorname{Sen} \frac{ni}{a} x \cos \frac{nh}{b} y e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.113)$$

$$E_z = 0 \quad (2.114)$$

$$H_x = \frac{jB}{h^2} H_0 \frac{ni}{a} \operatorname{Sen} \frac{ni}{a} x \cos \frac{nh}{b} y e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.115)$$

$$H_y = \frac{jB}{h^2} H_0 \frac{ni}{b} \cos \frac{ni}{a} x \operatorname{Sen} \frac{nh}{b} y e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.116)$$

$$H_z = H_0 \cos \frac{ni}{a} x \cos \frac{nh}{b} y e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.117)$$

$$A = \frac{ni}{b} \quad ; \quad B = \frac{nh}{a}$$

NOVO DOMINANTE

T.E. = 0

$$m = 1$$

$$n = 0$$

$$E_x = 0 \quad (2.117)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{h}{a} \operatorname{Sen} \frac{h}{a} x e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.118)$$

$$E_z = 0 \quad (2.119)$$

$$H_x = \frac{jB}{h^2} H_0 \frac{h}{a} \operatorname{Sen} \frac{h}{a} x e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.120)$$

$$H_y = 0 \quad (2.121)$$

$$H_z = H_0 \cos \frac{h}{a} x e^{j(\omega t - Bz)} \quad (2.122)$$

$$A = \frac{nh}{b} \quad ; \quad B = \frac{nh}{a}$$

$$B = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{1}{a}\right)^2} \quad (2.123)$$

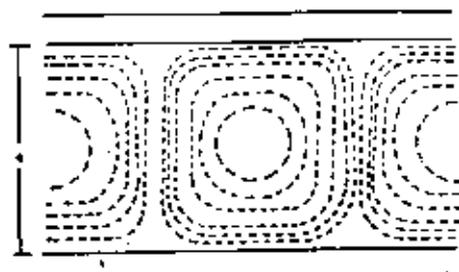
$$l_c = \frac{c}{2a} \quad (2.124)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{l_c} = 2a \quad (2.125)$$

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon^2 \mu \epsilon - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}} \quad (2.126)$$

$$V_g = V_0 \cos \theta \quad (2.127)$$

CONFIGURACIONES DE LOS CAMPOS
ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS PARA
UNO DE LOS MODOS DOMINANTES

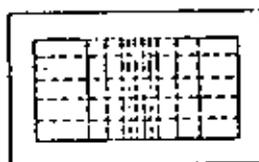


VISTA SUPERIOR
T.E. 1,0

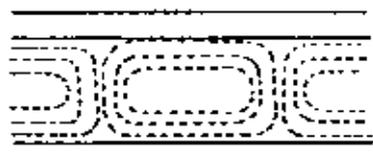


VISTA LATERAL

ONDA T.E. 1,0

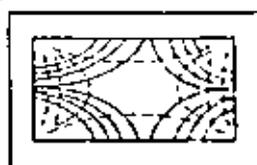


VISTA DE FRENTE



VISTA LATERAL

ONDA T.E. 0,1



VISTA DE FRENTE

FIG. (2.5) CONFIGURACION DEL CAMPO ELÉCTRICO (TRAZOS CONTINUOS)
Y CAMPO MAGNÉTICO (TRAZOS DISCONTINUOS).

2.4 MÉTODOS DE EXCITAR UNA GUÍA RECTANGULAR

Los métodos para alimentar ó excitar las guías rectangulares, se hacen de la siguiente forma:

Para ser determinado modo de propagación, se elige un tipo de sonda, que produzca los campos eléctricos y magnéticos que sean paralelos a las líneas \underline{E} y \underline{H} del modo al cual va a operar la línea.

Para el modo dominante T.E. 1,0

En el que:

$$\begin{array}{ll} E_z = 0 & H_z \neq 0 \\ E_x = 0 & H_x \neq 0 \\ E_y \neq 0 & H_y = 0 \end{array}$$

Analizando las ecuaciones (2.117 a 2.122) se observa que para el modo dominante T.E. 1,0 solo existe la componente \underline{y} del campo eléctrico y las componentes \underline{x} y \underline{z} del campo magnético.

Una pequeña antena paralela al eje \underline{y} generará los campos \underline{E} y \underline{H} con las condiciones indicadas, según se muestra en la siguiente figura



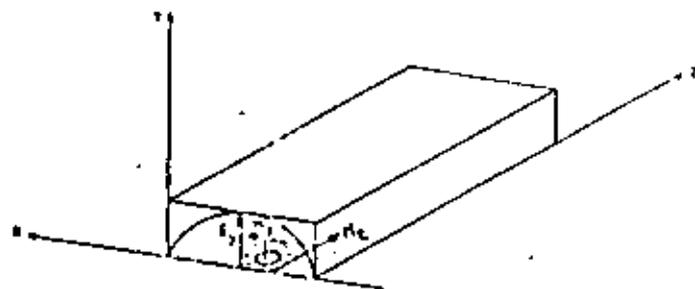


FIG. (2.6)

La antena deberá colocarse en el centro de la dimensión a , para que el campo E sea máximo en esa posición y vaya disminuyendo hacia las paredes de la guía, por supuesto debe cumplirse que la frecuencia sea tal, que $\frac{\lambda}{2} = a$.

Otra forma de excitar el modo $H_{1,0}$ es por medio de un aro, cuya sección transversal sea paralela al eje y ; ya que si a un aro conductor se le hace circular una corriente, se genera en forma perpendicular al conductor, un campo magnético y éste a su vez, genera un campo eléctrico perpendicular al campo magnético.

Las dimensiones del aro deben ser comparables con $\lambda/4$ ó un múltiplo.

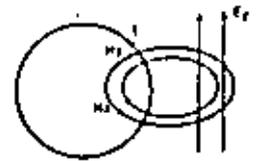


FIG. (2.7)

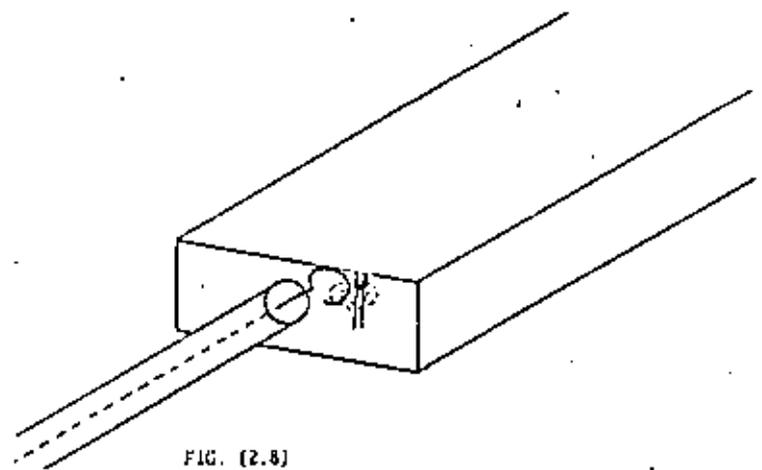


FIG. (2.8)

El aro excitador, deberá colocarse al centro de la cara frontal de la guía, según se observa en la siguiente figura:



2.5 CIRCUITOS RESONANTES

Modo T₁₀, 2, 0

Un par de antenas paralelas al eje y generó los campos E y H.

Las antenas deberán colocarse a una distancia de $\lambda/4$ de las paredes de la guía y con una separación entre ellas de $\lambda/2$, además deberán estar a 180° fuera de fase una con respecto a otra.

Como las paredes son muy buenas conductoras, se garantiza que el campo en éstas es cero.

La descripción es:

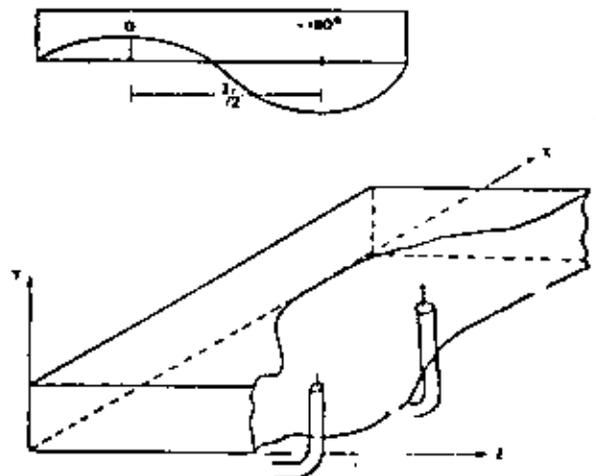


Fig. (2.9)

Es posible la existencia de varios modos simultáneos en una guía, si la frecuencia es superior a la de corte de tales modos particulares. Pero es más usual elegir las dimensiones de las guías para que exista el modo dominante.

Los circuitos resonantes RLC de gran importancia para circuitos osciladores, amplificadores sintonizados, redes de filtros de frecuencia, wavemeters para medir frecuencia, etc. a todas las frecuencias desde unos cuantos ciclos por segundos hasta frecuencias que incluyen las frecuencias de la luz.

Los circuitos resonancia eléctrica tienen muchas características en común y valdrá la pena revisar algunas de estas características, empleando una red en paralelo de parámetros concretados RLC convencional como un ejemplo. La fig.(2.10) ilustra un circuito resonante a baja frecuencia típico. La resistencia R, es solamente una resistencia equivalente que se toma en cuenta para la pérdida de potencia en el inductor L y en el capacitor C y posiblemente la pérdida extraída del sistema resonante por alguna carga externa acoplada al circuito resonante.

A resonancia la impedancia de entrada es puramente real e igual a R.

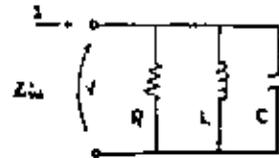


Fig. (2.10)

Esto implica que las energías promedio almacenadas en los campos eléctrico y magnético sean iguales.

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + Q^2(\omega(\omega_0 - \omega_c))} \quad (2.128)$$

Esta ecuación es válida para cualquier circuito de una puertapreviendo que se use una corriente terminal I, equivalente de finida adecuadamente.



Aquí la resonancia siempre ocurre cuando $\omega = \omega_0$, así nosotros definimos la resonancia como la condición a la cual corresponde una impedancia de entrada puramente resistiva. En el presente caso la energía promedio variando con el tiempo almacenado en el campo eléctrico en el capacitor es

$$W_e = \frac{1}{4} V V^* C \quad \text{---(2.129)}$$

y la energía promedio variando con el tiempo almacenado en el campo magnético alrededor del inductor es

$$W_m = \frac{1}{4} L |I|^2 = \frac{1}{4} L \left| \frac{V}{\omega L} \right|^2 = \frac{1}{4\omega^2 L} V V^* \quad \text{---(2.130)}$$

la frecuencia resonante ω_0 se encuentra ahora igualando $W_e = W_m$

$$\frac{1}{4} V V^* C = \frac{1}{4\omega_0^2 L} V V^*$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Un parámetro importante que especifica la selectividad de frecuencia, y el funciona sienta en general de un circuito resonante es el factor de calidad, o Q.

Una definición muy general de Q, que es aplicable a todos los sistemas resonantes es

$$Q = \frac{\omega(\text{ENERGÍA ALMACENADA EN EL SISTEMA})}{\text{PÉRDIDA DE ENERGÍA POR SEGUNDO EN EL SISTEMA}}$$

A resonancia $\omega = \omega_0$ y dado que el valor pico de la energía eléctrica almacenada en el capacitor es $2W_e$ y ocurre cuando la energía almacenada en el inductor es cero y viceversa, la energía promedio almacenada en el circuito es

$$W = W_m + W_e = 2W_m = 2W_e = \frac{1}{2} C V V^* \quad \text{---(2.131)}$$

La pérdida de potencia es $\frac{1}{2} C V V^*$ y es la pérdida de energía por segundo, entonces para el circuito de la fig.(2.10)

$$Q = \frac{\omega(C V V^* / 2)}{\frac{1}{2} C V V^*} = \frac{\omega C}{G} = \omega R C = \frac{R}{\omega L} \quad \text{---(2.132)}$$

Dado que $\omega L C = 1$ a resonancia y $G = \frac{1}{R}$

En la vecindad de la resonancia, digamos $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, la impedancia de entrada puede expresarse en una forma relativamente simple. Tenemos -

$$Y_{in} = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad \text{---(2.133)}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j(\omega_0 + \Delta\omega)C + \frac{1}{j(\omega_0 + \Delta\omega)L}}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C + \frac{1 - \omega_0^2 L^2 \omega_0^2}{j\omega_0 L}}$$

$$\text{Si se considera: } \frac{1}{\omega_0 + \Delta\omega} \approx \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \Big|_{\omega_0} \quad \frac{1}{1+u} \approx 1-u$$

$$\text{Si } u \text{ es muy pequeña: } \frac{1}{\omega_0 + \Delta\omega} = \frac{1/\omega_0}{1 + \Delta\omega/\omega_0} \approx \frac{1}{\omega_0} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)$$

Dado que $j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L} = 0$, tenemos -

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) + j\Delta\omega C}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L} - \frac{\Delta\omega}{j\omega_0^2 L} + j\Delta\omega C}$$



$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} - j\omega C + j\omega L} = \frac{1}{\frac{1 + j\omega RC - \omega^2 LC}{R}} = \frac{R}{1 + j\omega RC - \omega^2 LC}$$

$$Z_{in} = \frac{j\omega L}{j\omega L + j\omega RC + j(\omega^2 LC)} = \frac{R\omega^2 L}{\omega^2 L + j\omega RC + j(\omega^2 LC)}$$

$$Z_{in} = \frac{R\omega^2 L}{\omega^2 L + j\omega RC + j(\omega^2 LC)} = \frac{R}{1 + j(2R\omega L/\omega^2 L)} = \frac{R}{1 + j2L(\omega/\omega_0)}$$

En la fig(2.11) se muestra una gráfica de Z_{in} en función de $\frac{\omega}{\omega_0}$ la cual es una curva típica de resonancia

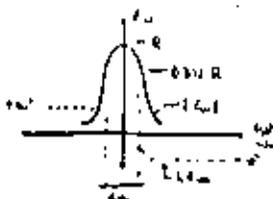


Fig. (2.11)

Cuando Z_{in} ha decaído a 0.707 de su valor máximo, su ángulo de fase es 45° al $\omega < \omega_0$ y -45° al $\omega > \omega_0$. De (2.11) el valor correspondiente $\Delta\omega$ estará dado por

$$\text{a resonancia } Z_{in} = R$$

$$\therefore 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 1$$

o sea

$$\Delta\omega = \omega_0 / 2Q$$

el ancho de banda fraccional BW entre los puntos de valor 0.707R es dos veces el valor de $\Delta\omega$, o sea

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{1}{BW} \quad \text{-----(2.135)}$$

Esta relación proporciona una definición alternativa del Q: esto es, el Q es igual al ancho de banda fraccional entre los puntos donde $|Z_{in}|$ es igual a 0.707 de su valor máximo para un circuito resonante en serie, esta definición es aplicable a $|Y_{in}|$.

Si el resistor R de la fig(2.10) representa solamente las pérdidas en el circuito resonante, el Q dado por(2.133) se le llama el Q "descargado".

Si el circuito resonante se acopla a una carga externa que observa una cierta cantidad de potencia, este efecto de carga puede representarse por un resistor adicional R_L (resistencia de carga) en paralelo con R. La resistencia total es ahora menor, y consecuentemente la nueva Q es también pequeña. Esta Q, llamada la Q cargada y denotada por Q_L , es

$$Q_L = \frac{R R_L / (R + R_L)}{\omega L} \quad \text{--- (2.136)}$$

La Q externa, denotada por Q_e , se define como la Q que resultaría si el circuito resonante fuera sin pérdidas ($R=0$) solamente la "carga" debido a la carga externa estuviera presente. Así:

$$Q_e = \frac{R_L}{\omega L} \quad \text{--- (2.137)}$$

El empleo de estas definiciones muestran que

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q}$$

Otro parámetro de importancia en relación con un circuito resonante es el factor de amortiguamiento δ . Este parámetro mide el valor al cual las oscilaciones decaerían si la fuente de excitación fuera quitada. Para un circuito de alto Q, δ puede evaluarse en términos del Q, empleando una técnica de perturbación.

Con pérdidas presentes, la energía almacenada en el circuito-



resonante decrecerá a un valor que es proporcional a la energía promedio presente en cualquier tiempo (Dado que $P_e = VV_e$ y $W = VV_e$, tenemos $P_l = W$), así que

$$\frac{dW}{dt} = -2\delta W \quad \text{ó} \quad W = W_0 e^{-2\delta t}$$

Donde W_0 es la energía promedio presente en $t=0$. Pero la relación de decrecimiento de W debe ser igual a la pérdida de potencia, así que

$$-\frac{dW}{dt} = 2\delta W = P_l \quad \text{-----}(2.138)$$

consecuentemente

$$\delta = \frac{P_l}{2W} = \frac{W}{2} \frac{P_l}{WW} = \frac{\omega}{2Q} \quad \text{-----}(2.139)$$

El factor de amortiguamiento se ve que es inversamente proporcional al Q . En lugar de (2.139) ahora tenemos

$$W = W_0 e^{-\omega t/Q} \quad \text{-----}(2.140)$$

En (2.140) debe ser sustituida por Q_L si se acopla una carga externa al circuito. El factor de amortiguamiento es también una medida de que tan rápido la amplitud de oscilación en el circuito resonante pueda "necesitar" la aplicación de una fuente excitadora.

En sistemas de microondas secciones de líneas de transmisión a envoltura metálicas llamadas cavidades, se emplean como resonadores en lugar de los circuitos de parámetros concentrados. La razón de esto es que los circuitos de parámetros concentrados tienen muy altas pérdidas de radiación que son elevadas a frecuencias de microondas. Al calcular la impedancia de una cavidad en microondas es algunas veces conveniente suponer que no hay pérdidas presentes. El Q puede evaluarse separadamente, y en términos de este parámetro la impedancia puede modificarse tomando en cuenta las pérdidas, reemplazando la frecuencia de resonancia ω_0 por una frecuencia resonan-

te compleja equivalente $\omega_0 = (1 + \frac{1}{2Q^2}) \omega_0 + i\delta$

note que la ec. (2.134) queda:

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^0 / (1 + \frac{1}{2Q^2})}{1 + i\delta / \omega_0}$$

La cual muestra que cuando pérdidas (de la cavidad) están presentes esto es equivalente a tener una frecuencia resonante compleja $\omega_0 (1 + 1/2Q^2)$. Esta ecuación describe los pequeños cambios en la frecuencia resonante que ocurren cuando pequeñas pérdidas están presentes.

CAVIDADES DE MICROONDAS.-

A frecuencias arriba de 1000 MHz los resonadores de línea de transmisión tienen relativamente bajos valores de Q, y es preferible emplear envolturas metálicas o cavidades, en lugar de líneas de transmisión. Una cavidad puede considerarse como un volumen encerrado por una superficie conductora y dentro del cual pueden excitarse un campo electromagnético. La conductividad finita de las paredes dan lugar a pérdidas de potencia y así son equivalentes a alguna resistencia efectiva. Los campos en la cavidad pueden ser excitados o acoplados a un circuito externo por medio de pequeñas pruebas (antenas) de línea coaxial o loops. Alternativamente la cavidad puede acoplarse a una guía de onda por medio de pequeñas aberturas en una pared común. Estos métodos de acoplamiento o funcionamiento de la cavidad, se presentarán las soluciones del campo en cavidades rectangulares y cilíndricas.

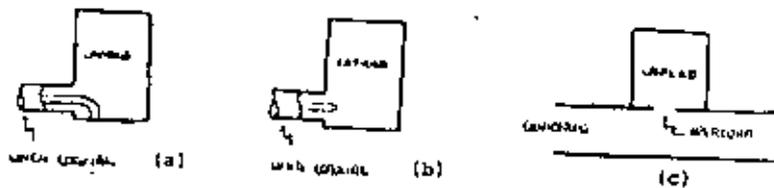


Fig. (2.12)

Metodos de acoplamiento de una cavidad

- Acoplamiento con loop
- Acoplamiento con prueba
- Acoplamiento con abertura

CAVIDADES RECTANGULARES.

La fig. (2.13) ilustra una cavidad rectangular de altura b , ancho a , y longitud d .

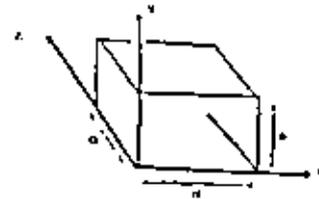


Fig. (2.13)

Puede considerarse como una sección de guía de onda rectangular terminada en un corto circuito en $z=d$. Si d , es igual a múltiplos de media longitud de onda de la guía a la frecuencia f el patrón de ondas estacionarias resultante será tal que las componentes "x" - "y" de campo eléctrico son cero a $z=0$ - consecuentemente, un corto circuito puede colocarse en $z=0$ como se muestra en la fig. (2.14)

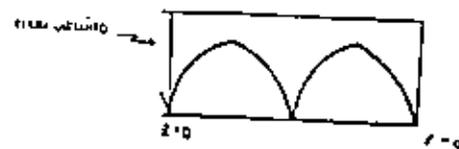
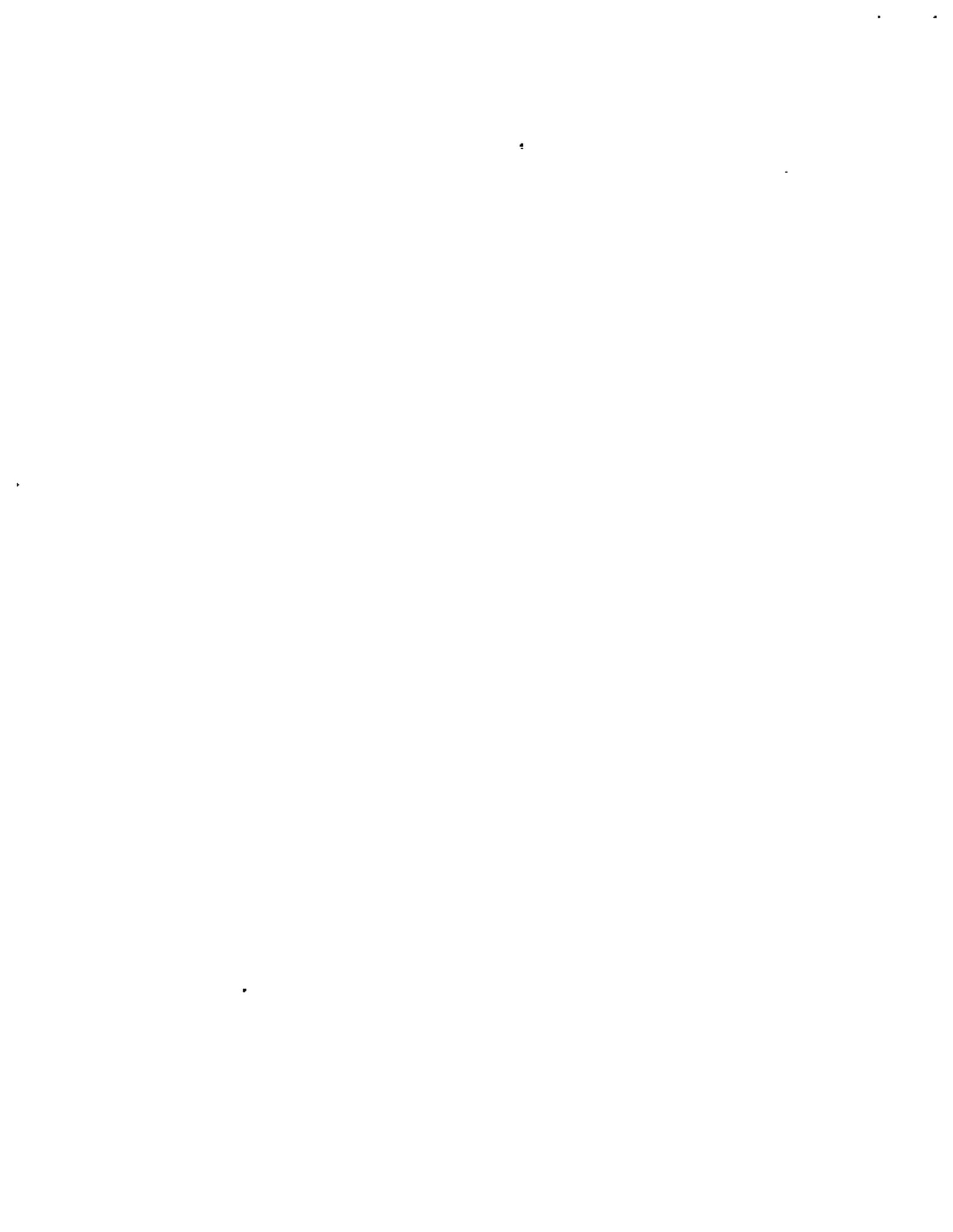


Fig. (2.14)

La estructura resultante es una cavidad rectangular. Esta descripción de una cavidad muestra también que la solución al campo puede obtenerse directamente de las soluciones de guía de onda correspondientes. Para el modo H_{10} de TEO TM la constante de propagación está dada por

$$\beta_{m0}^2 = \omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

$$\beta_{m0}^2 = k^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$



Nosotros requerimos que $\beta_{mn} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_0} \left[\left(\frac{\pi x}{d} \right)^2 + \left(\frac{\pi y}{b} \right)^2 \right]^{1/2}$; donde l es un entero con el fin de que la cavidad tenga de largo un múltiplo de media longitud de onda de la guía así cuando d se ha especificado m, n estará dada por

$$\beta_{mn} = \omega \sqrt{\epsilon_0} / c; \quad m, n = 1, 2, 3, \dots$$

Sin embargo esta relación es consistente con la expresión ya conocida solamente para ciertos valores discretos de k_0 solamente el $k_0 = k_{mn}$, donde k_{mn} está dada por

$$k_{mn} = \left[\left(\frac{\pi m}{d} \right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b} \right)^2 \right]^{1/2}$$

Estos valores particulares de k_0 dan las frecuencias resonantes de la cavidad.

$$k_{mn} = \left[\left(\frac{\pi m}{d} \right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$\beta_{mn} = \frac{c k_{mn}}{2\omega} = c \left\{ \frac{1}{4d^2} \left[\left(\frac{\pi m}{d} \right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b} \right)^2 \right] \right\}^{1/2}$$

$$\beta_{mn} = c \left[\left(\frac{\pi}{2d} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{2b} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.141)$$

donde c es la velocidad de la luz. Note que hay un número infinito triple de frecuencias resonantes correspondientes a diferentes distribuciones de campo.

También note que hay más de una solución de campo para una frecuencia resonante dada según se aprecia en (2.141) que se aplica a ambos modos TE y TM. Además debido a una falta de una coordenada preferencia, en el caso de una cavidad rectangular, las soluciones de campo correspondientes a los modos TE y TM con respecto a los ejes "X" y "Y" pueden también ser reconstruidos y éstos tendrían la misma frecuencia resonante. Sin embargo éstos últimos modos son justamente una combinación lineal de los modos TE y TM con respecto al eje Z y por lo tanto no representan una nueva solución.

Para ilustrar el método de solución para los campos en una

cavidad rectangular y la evaluación del Q descargado, se tratará en detalle al modo TE₁₀₁.

Si $b < a < d$, éste será el modo con la frecuencia de resonancia más baja y corresponde al modo TE₁₀ en una guía de onda rectangular.

Los subíndices de modo mnl indican el número de medias variaciones seno-coseno en el patrón de onda estacionaria a lo largo de los ejes X, Y, y Z, respectivamente.

Empleando la solución de campo para un modo TE₁₀, tenemos

$$H_x = (A^+ e^{j\beta_0 z} + A^- e^{-j\beta_0 z}) \cos \frac{\pi x}{a}$$

$$H_z = (j\beta_0 c / \omega) (A^+ e^{-j\beta_0 z} - A^- e^{j\beta_0 z}) \sin \frac{\pi x}{a} \quad E_y = E_z = 0$$

$$E_y = (-j k_z \lambda_0 / \pi) (A^+ e^{j\beta_0 z} + A^- e^{-j\beta_0 z}) \sin \frac{\pi x}{a}$$

Donde $A^+ A^-$ son constantes de amplitud para los modos propagándose en las direcciones $+z$ y $-z$ respectivamente. Para hacer $E_y = 0$ en $x=0$ y $x=a$, se requiere que $A^+ = -A^-$, así que

$$A^+ e^{-j\beta_0 z} + A^- e^{j\beta_0 z} = A^+ e^{j\beta_0 z} - A^+ e^{-j\beta_0 z} = A^+ (e^{j\beta_0 z} - e^{-j\beta_0 z})$$

$$= -A^+ (e^{j\beta_0 z} - e^{-j\beta_0 z}) = -2j A^+ \sin \beta_0 z$$

y también escogiendo a $\beta_{10} = \frac{\pi}{d}$ para $l=1$. El correspondiente valor de $k_z = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ es así

$$\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = k_z = k_{10} = \left[\left(\frac{\pi}{d} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{d} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 \right]^{1/2}$$

y esto determina la frecuencia de resonancia. La solución para los campos pueden expresarse ahora de la siguiente manera

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \frac{-2jI_0 \sin \beta z \cos(-j k_x z_0)}{\beta} \sin \frac{\pi x}{a} \\ E_y &= \frac{-2jI_0 \cos \beta z \sin(-j k_x z_0)}{\beta} \sin \frac{\pi x}{a} \end{aligned} \right\} \text{-----(2.142)}$$

$$\left. \begin{aligned} H_x &= \frac{2jI_0 \cos \beta z \cos \frac{\pi x}{a}}{\beta} \\ H_z &= -2jI_0 \cos \frac{\pi x}{a} \sin \beta z \end{aligned} \right\} \text{-----(2.143)}$$

Note que el campo magnético está $\pm 90^\circ$ fuera de fase con relación al campo eléctrico. Este es siempre el caso en una cavidad sin pérdidas y corresponde a la corriente y el voltaje que están $\pm 90^\circ$ fuera de fase uno con respecto al otro en un circuito LC sin pérdidas.

A resonancia las energías promedio-tiempo magnética y eléctrica almacenadas en la cavidad son iguales. La energía eléctrica promedio almacenada estará dada por:

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{4} \int_0^a \int_0^b \int_0^d E_x^2 + E_y^2 \, dx \, dy \, dz$$

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{4\beta^2} a^3 b d k_x^2 Z_0^2 |I_0|^2$$

$$W_m = \frac{\mu_0}{4} \int_0^a \int_0^b \int_0^d (H_x^2 + H_z^2) \, dx \, dy \, dz = W_e$$

Con el fin de determinar la Q de la cavidad, las pérdidas originadas por la conductividad finita de las paredes de la cavidad deben calcularse, para pequeñas pérdidas las corrientes superficiales son esencialmente aquellas asociadas con las soluciones del campo libre de pérdidas (2.143), así la corriente superficial está dada por

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad \text{-----(2.144)}$$

donde \hat{n} es un vector unitario normal a la superficie y dirigido dentro de la cavidad.

Entonces la pérdida de potencia en las paredes está dada por

$$P_s = \frac{R_s}{2} \oint_{\text{interior de la pared}} \vec{J}_s \cdot \vec{J}_s^* \, d\vec{a} = \frac{R_s}{2} \oint_{\text{interior de la pared}} \vec{H} \cdot \vec{H}^* \, d\vec{a}$$

$$P_s = \frac{R_s}{2} \int_{\text{interior de la pared}} |\vec{H}_{\text{interior}}|^2 \, d\vec{a} \quad \text{----(2.145)}$$

Donde $R_s = \frac{1}{\sigma}$ es la parte resistiva de la impedancia superficial que presenta la pared conductora que tiene una conductividad σ y para la cual la profundidad de penetración es $\delta = \left(\frac{2}{\omega \mu \sigma}\right)^{1/2}$. En (2.145) \vec{H} es el campo magnético tangencial en la superficie de las paredes de la cavidad sustituyendo (2.143) en (2.145) nos resulta

$$P_s = |I_0|^2 \frac{R_s}{d} \frac{2a^3 b + 2b^3 d + ad^3 + db^3}{d^2}$$



Empleando 2.13 encontramos que el Q está dado por

$$Q = \frac{WV}{P} = \frac{2(WV)_0}{P_0} = \frac{2W \epsilon_0 \omega^2 b d k_m^2 Z_0^2 |A|^2 d^3}{4W^2 (2a^2 b + 2d^2 b + ad^3 + da^3) 10^{12} R_s}$$

$$= \frac{W \epsilon_0 \omega^2 Z_0^2 |A|^2 d^3 b}{2W^2 R_s (2a^2 b + 2d^2 b + ad^3 + da^3)}$$

$$Q = \frac{(k_0^2 d^3) b Z_0}{2W^2 R_s (2a^2 b + 2d^2 b + ad^3 + da^3)} \quad (2.146)$$

ELEMENTOS REACTIVOS EN GUÍAS DE ONDA

En lugar de stubs en líneas de transmisión, cualquier otro elemento que actúe como una susceptancia en paralelo puede emplearse para el propósito de acoplar una impedancia de carga arbitraria a una guía de onda o línea de transmisión.

Un número de dichos elementos reactivos para usarse en guías de onda rectangular que soportan el modo de propagación dominante TE_{10} se describirán a continuación (ver Marcuvitz para detalles).

Las fórmulas dadas para susceptancia normalizada de estos elementos son aproximadas, con exactitudas del orden del 10% a mayor.

La derivación de estas fórmulas requieren la solución de un problema de valor-frontera.

ELEMENTOS INDUCTIVOS EN PARALELO

La fig. 2.15 ilustra elementos en guías de onda rectangular que actúan como susceptancias inductivas en paralelo para el modo TE_{10} . Estas consisten de ventanas auxiliares delgadas que se extienden a través de la dimensión más corta de la guía como se muestra en la fig. 2.15a y 2.15b, un poste cilíndrico muy delgado como lo muestra

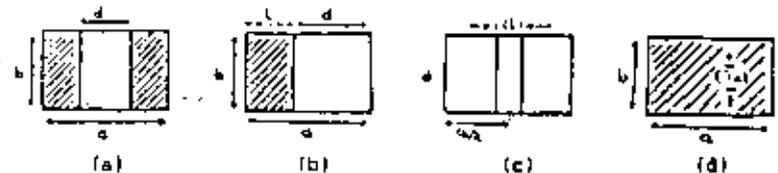


FIG. (2.15)

La fig. 2.15 c y una apertura circular pequeña como se muestra en la fig. 2.15d. Cuando un modo TE_{10} incide sobre cualquiera de estas discontinuidades modos TE_{m0} son excitados con el fin de proporcionar un campo total que satisfaga las condiciones de frontera.

requeridos de un campo esférico tangencial cero sobre el obstáculo. Estos modos que no se propagan almacena energía predominantemente magnética y dan al obstáculo sus características inductivas.

Valores aproximados para la susceptancia inductiva normalizada de estos obstáculos son.

Para la fig. 2.15a)

$$\bar{B} = \frac{2I}{\beta_0} \left(\frac{\beta_0}{2a} \right)^2 \left(1 - \frac{\beta_0^2}{4} \right) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n^2(\beta_0)}{\beta_0^2}$$

donde:

$$\beta_0 = \sqrt{k_0^2 - (\pi/a)^2} \quad \text{y} \quad \beta_n = \sqrt{(\pi n/a)^2 - k_0^2}$$

Para el poste inductivo delgado de la fig. 2.15c es.

$$\bar{B} = \frac{4I}{\beta_0} \left[\ln \frac{4}{\beta_0 t} - 1 + 2 \left(\frac{4}{\beta_0 t} \right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\beta_n}{\beta_0} - \frac{1}{n} \right) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{n \beta_m}{\alpha} \right]^{-1}$$

donde $\beta_n = \left[(\pi n/a)^2 - k_0^2 \right]^{1/2}$ y t es el radio del poste. Para la pequeña apertura circular centrada de la fig. 7.15d

OBSTACULOS INDUCTIVOS Y VENTANAS EN GUIAS RECTANGULARES

Ventanas simétricas. Ventana simétrica formada por un obstáculo de cero espesor con lados paralelos al campo eléctrico. (Modo TE_{10} en guía de onda rectangular)

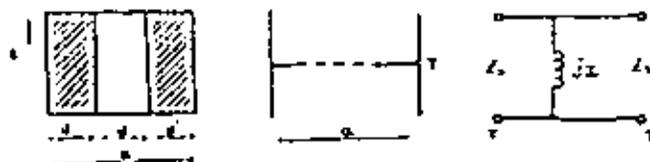


Fig. (2.16)

Parámetros del circuito equivalente en el plano terminal T

$$\frac{L}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_0} \frac{2}{\beta_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{(2n/\beta_0)^2} \right] \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\beta_m}{\alpha} + 4 \left(\frac{a}{\lambda_0} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{\beta_0^2} \right] \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\beta_m^2}{\alpha} \left[1 - \frac{1}{(2m/\beta_0)^2} \right] \quad (2.147)$$

$$\frac{L}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_0} \frac{2}{\beta_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{(2n/\beta_0)^2} \right] \quad (2.148) \quad ; \quad \frac{a}{\lambda_0} \ll 1 \quad \text{Donde}$$

$$\frac{L}{Z_0} \approx \frac{9}{\lambda_0} \left(\frac{a}{\lambda_0} \right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{(2n/\beta_0)^2} \right] \quad (2.149) \quad ; \quad \frac{a}{\lambda_0} \ll 1$$

$$\alpha = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\beta_n}{2a}$$

$$\beta_0 = \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 - k_0^2$$

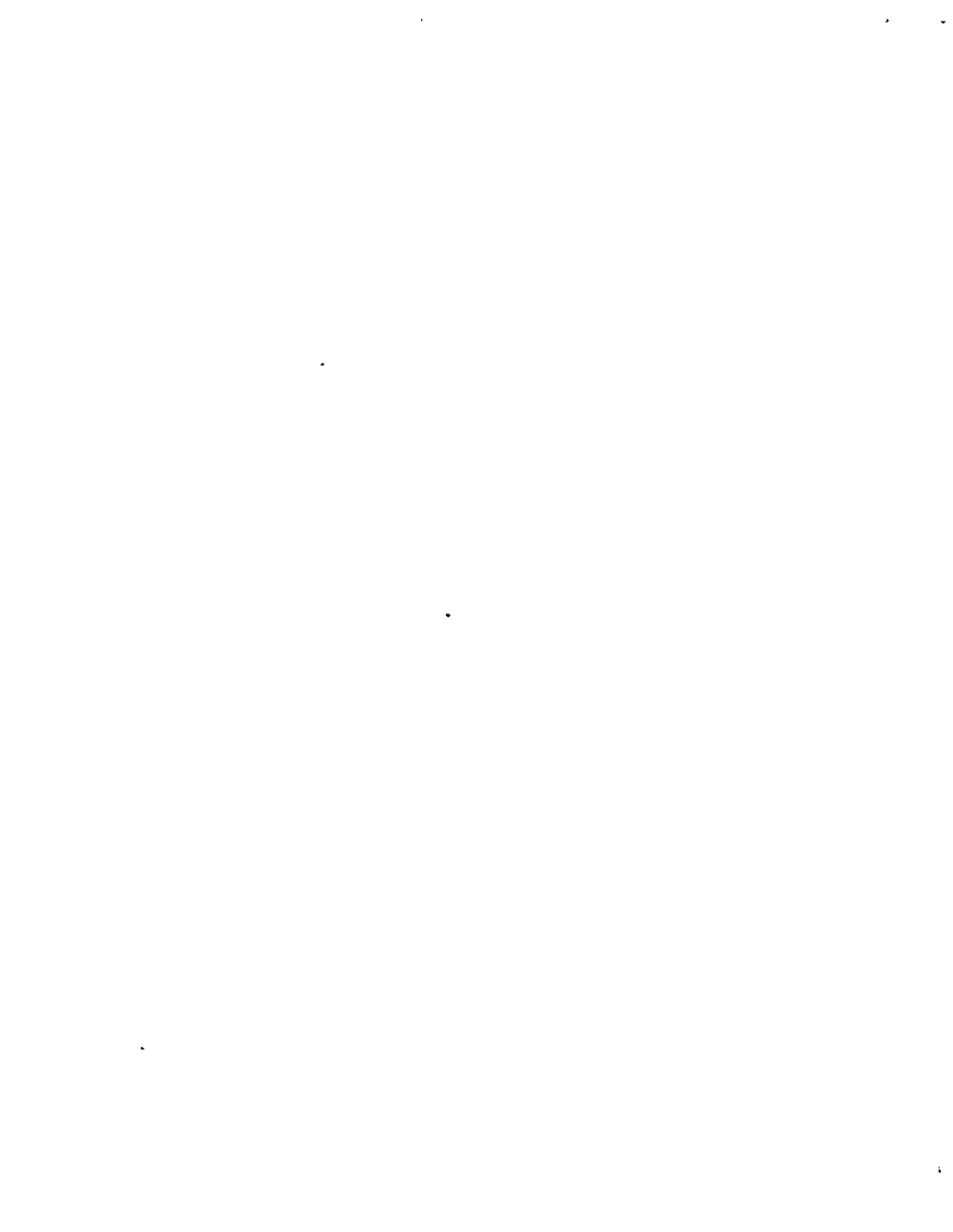
$E_1(a)$ y $E_2(a)$ son integrales elípticas completas de primero y segundo orden respectivamente.

RESTRICCIONES.- El circuito equivalente es aplicable en el rango de longitud de onda $\frac{2a}{3} < \lambda < 2a$. La ecuación (2.147) se ha derivado por el método estático equivalente empleando el campo de apertura estático creado por un modo bajo incidente y sumándole la aproximación de la constante de atenuación de alto modo:

$$\sqrt{(\pi n/a)^2 - (2\pi/\lambda)^2} \approx \frac{2\pi}{\lambda} \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{2a}{\pi \lambda} \right)^2 \right]$$

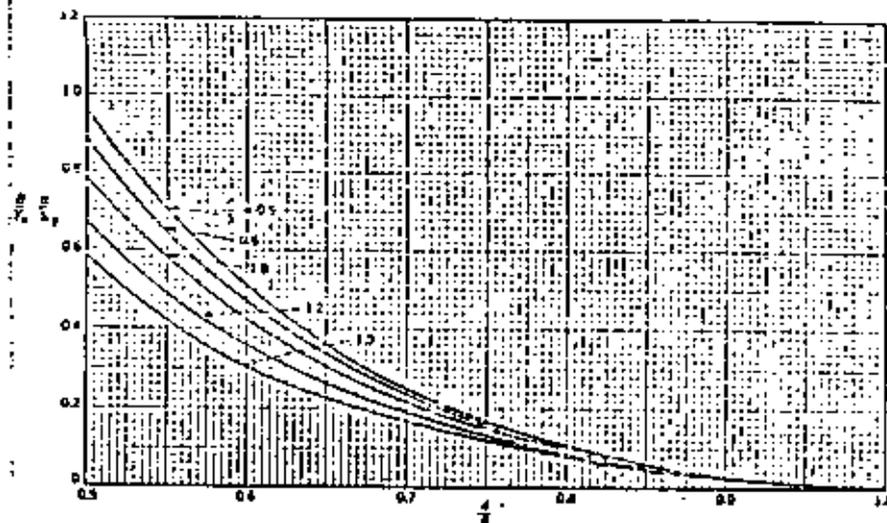
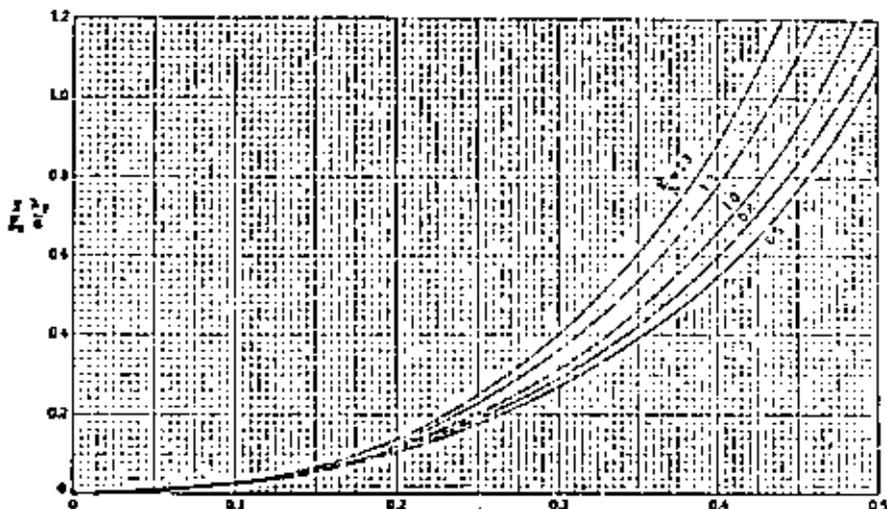
para $n \geq 3$. En el rango $a/\lambda < 2a$, la ec. (2.147) se estima que tiene un error menor que el 1%, para $\frac{2a}{3} < \lambda < a$ el error es grande pero la estimación no se dispone.

El término en $\left(\frac{a}{\lambda} \right)^2$ de la ecuación (2.148) se toma en --



cuenta para no más del 5% de $\frac{X}{Z_0}$. La forma aproximada (2.148) es válida en el rango de pequeñas aperturas, coincide con la ecuación (2.147) dentro del 4% para $d \leq 0.5a$ y $a < 0.9\lambda$. La ecuación (2.149) es una forma aproximada válida en el rango de obstáculos pequeños, para $d' \leq 0.2a$ y $a < 0.9\lambda$ coincide con la ecuación (2.147) dentro del 5%.

RESULTADOS NUMERICOS.- A partir de la ecuación (2.148) $\frac{X}{Z_0} \frac{1}{d}$ se encuentra graficada en la figura 5.2-2 (pag. 222 Marcuvitz) en función de d en el rango de 0 a 0.5 y para varios valores de a/λ . En la fig. 5.2-3 (pag. 222 Marcuvitz) la cantidad inversa $\frac{B_0}{Y_0} \frac{1}{d} = \frac{Z_0}{X} \frac{1}{d}$ está dada en función de d/a en el rango de 0.5 a 1.





III DESCRIPCIÓN DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN FORMA DE CINTA (STRIP-LINE)

El empleo de líneas de transmisión en forma de cinta ha tenido un gran auge en los últimos años, debido a que, permite realizar circuitos en miniatura en las bandas de VHF, UHF y microondas; empleándose para aplicaciones de bajas y medias potencias. Tales líneas de transmisión, se utilizan en circuitos del estado sólido de bajo costo con muy buenas características eléctricas y una alta confiabilidad.

La línea de transmisión en forma de cinta (Strip-line) consiste de un conductor delgado rectangular colocado en el centro de dos planos de tierra altamente conductores y rodeado por un material dieléctrico como se muestra en la fig. 3.1.

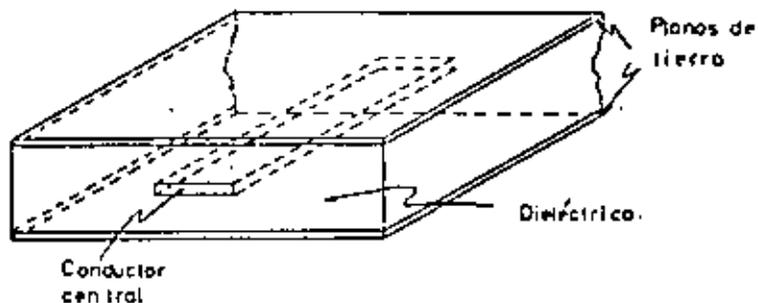


Fig. 3.1 Línea de transmisión del tipo cinta típica.

El modo de propagación fundamental es una onda electromagnética transversal (TEM). Componentes tales como diodos semiconductores y ferritas pueden ser introducidas dentro de la línea y formar de esta manera multiplicadores de frecuencia o amplificadores con diodos tunel. Tales líneas pueden utilizarse para construir filtros, acopladores direccionales, circuladores, etc.

3.1. EVOLUCIÓN DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN FORMA DE CINTA.

Como punto de partida consideremos la línea abierta formada por dos alambres paralelos, como se ilustra en la figura 3.2a. En esta línea los dos alambres conducen corrientes de igual magnitud pero de sentido opuesto y el campo electromagnético generado forma una onda electromagnética transversal (TEM), por lo tanto, no existen componentes de campo longitudinal, es decir no hay componentes de campo en la dirección de propagación. Si consideramos una placa de metal delgada perfectamente conductora de longitud infinita colocada perpendicularmente y en el punto medio de la línea que une los centros de los conductores, como se observa en la (fig. 3.2b), la forma del campo no se alterará si uno de los conductores es retirado; debido a que se produce una imagen virtual del alambre que permanece, en la placa de metal; manteniéndose la misma configuración del campo eléctrico. Este concepto básico determina la microcinta, la cual es una de las formas más simples de la línea en forma de cinta.

La microcinta está formada por un conductor rectangular y un material dieléctrico que sirve como soporte al conductor, más una placa metálica que se le denomina plano de tierra (ver fig. 3.3).

Una desventaja de la microcinta es la pérdida de radiofrecuen-

cia debido al empleo de un solo plano de tierra, pero esta dificultad se puede corregir agregando un segundo plano de tierra; obteniéndose como resultado la línea de transmisión de la forma de la fig. 3.4.

En las líneas de transmisión con dieléctrico de aire el soporte para el conductor central es difícil de realizar, debido a este inconveniente se emplean la línea en forma de cinta mostrada en la fig. 3.5. En este tipo de línea el conductor central puede ir impreso de una manera sencilla o doble como se muestra en la fig. 3.5 a) y b) respectivamente.

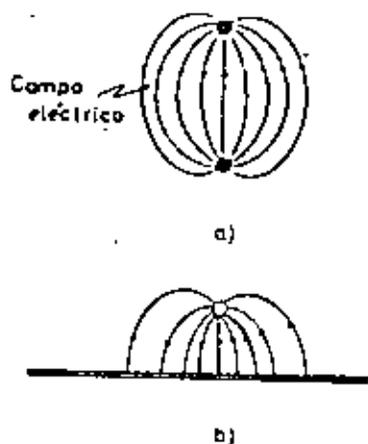


Fig. 3-2.- Evolución de la línea de transmisión del tipo cinta

- Línea de transmisión formada por dos conductores paralelos.
- Distribución del campo eléctrico cuando se inserta una placa metálica altamente conductora.

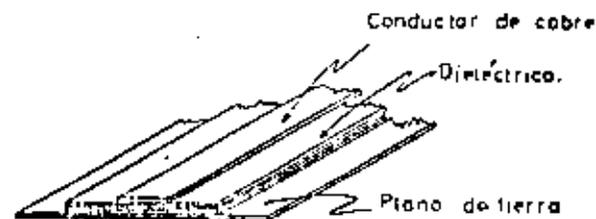


Fig. 3.3 Micro cinta.

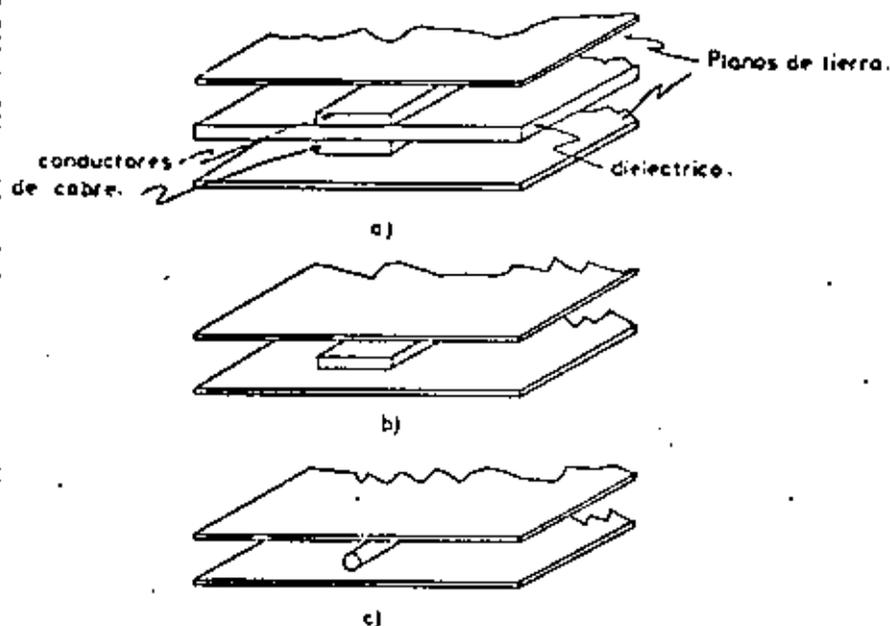


Fig. 3.4 Línea tipo cinta blindada.

- Línea tipo cinta con dieléctrico como soporte del conductor central.
- Línea tipo cinta con dieléctrico de aire.
- Línea tipo cinta con un conductor central de sección circular.

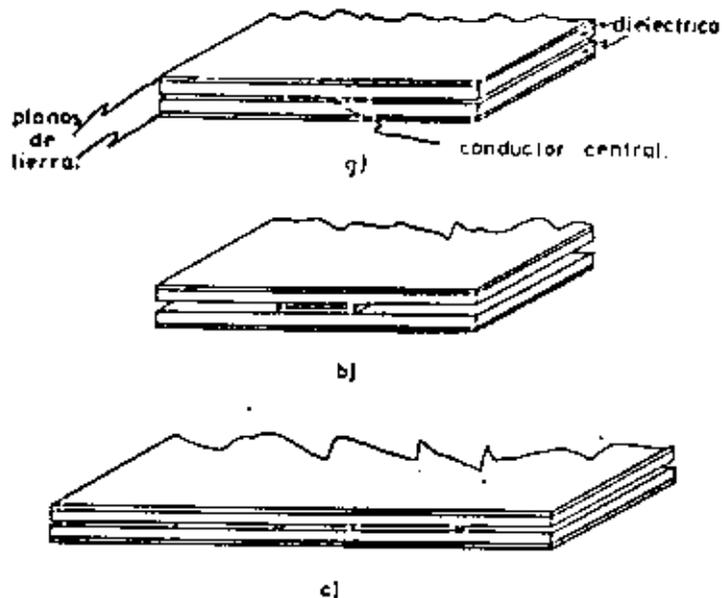


Fig. 3.5 Línea tipo cinta con conductor central impreso en el dieléctrico.

- a).- Conductor central impreso en una sola cara del dieléctrico.
- b).- Conductor central impreso en ambas hojla del dieléctrico.
- c).- Línea tipo cinta acoplada.

3.2. CONSTRUCCION

La línea de transmisión en forma de cinta que se construye emplea dos hojas de material dieléctrico que tiene generalmente un espesor de 1/16" & 1/8" recubierto con cobre en ambas caras (1 ó 2 onzas por pie cuadrado). El conductor central se realiza empleando

técnicas de circuito impreso sobre una de las caras recubiertas de cobre del material dieléctrico. Las dos hojas se unen una contra otra para formar la estructura de un "sandwich"; y se sujetan entre dos placas de metal que las presione, con el objeto de obtener muy buena rigidez mecánica, lo cual también proporcionará un buen contacto eléctrico.

Debido al espesor del conductor central existirá un espacio libre de 0.0015" a 0.003" entre los dieléctricos de las dos hojas. Este espacio es importante solamente cuando exista la posibilidad que la potencia pico se rompa o arquee.

Cuando se emplean estructuras como la que se ilustra en la fig. 3.5b; el espesor adicional debido al doble circuito impreso produce un valor reducido de relación de ondas estacionarias (VSWR).

Las líneas de transmisión con un solo circuito impreso son ampliamente utilizadas.

La importancia de este tipo de construcción es básica para muchos dispositivos importantes, tales como acopladores direccionales, filtros acoplados en paralelo, etc.

3.3. MODOS DE TRANSMISION.

La distribución del campo electromagnético en una línea de transmisión del tipo de cinta, se ilustra en la fig. 3.6, en la cual se puede observar que el plano neutral no es atravesado por líneas de campo eléctrico y la mayor parte de éste, está concentrado en la región de la cinta.



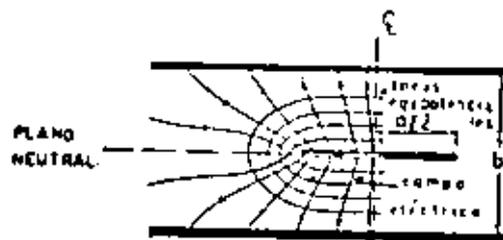


Fig. 3.6 Distribución de el campo eléctrico en una línea de transmisión en forma de cinta.

Como no existe diferencia de potencial entre las placas exteriores, ninguna energía se propaga en la dimensión lateral.

A primera vista en el estudio de una línea tipo cinta se puede pensar que la capacitancia de la línea, la cual determina su impedancia característica puede determinarse rápidamente partiendo de la fórmula de capacitancia entre placas paralelas. Para cintas anchas de baja impedancia, este concepto es cierto; pero para cintas que tienen una impedancia característica del orden de 50 ohms, la capacitancia debido a los efectos de orillo o borde en los lados del conductor central es una apreciable porción de la capacitancia total y produce un efecto digno de consideración como se muestra en la fig. 3.7.

CAPACITANCIA DE LA CINTA C/A

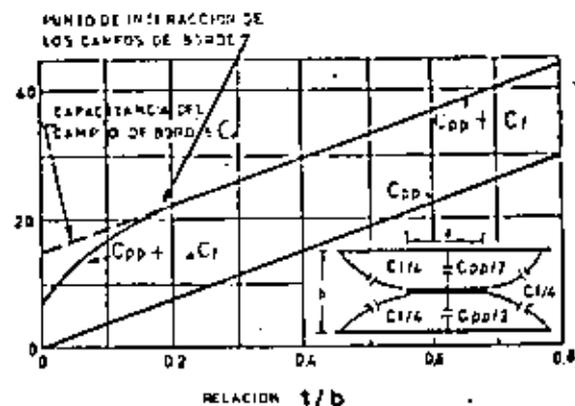


Fig. 3.7 Gráfica de capacitancia para una línea de transmisión en forma de cinta con un espesor aproximado a cero.

Quando el ancho de la cinta se reduce para lograr mayor impedancia, el efecto de la interacción entre los campos dispersos en los dos lados del conductor central viene siendo mayor. Este efecto el cual viene siendo apreciable para todas las cintas angostas debe tomarse en cuenta en el análisis de líneas de transmisión de alta impedancia.

Si el ancho de la cinta aumenta, los campos de orilla disminuyen, llegando a ser una pequeña porción del campo total y su efecto sobre la impedancia es por lo tanto reducido.

El mecanismo de acoplamiento entre secciones de línea en forma de cinta como en el caso de la fig. 3.5C puede explicarse por la distribución del campo eléctrico para los modos fundamentales TEM



los cuales se muestran en la fig. 3.8

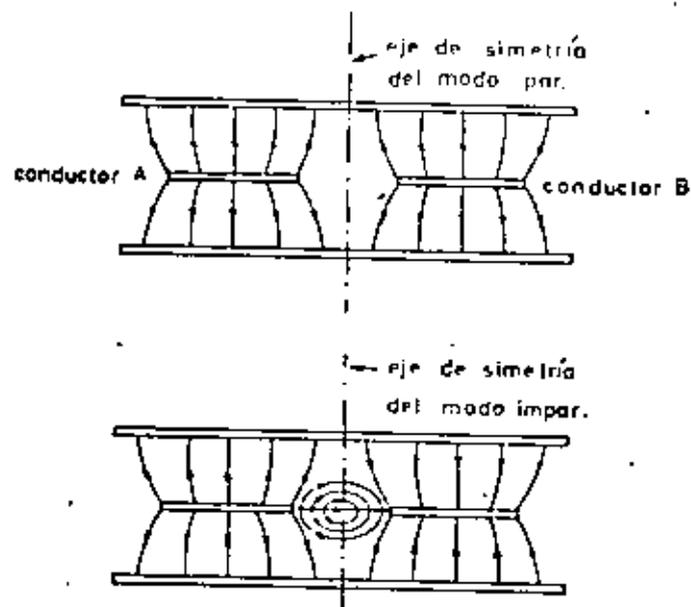


Fig. 3.8 Distribución del campo eléctrico del modo par e impar en una línea del tipo cinta acoplada.

El modo par resulta cuando las corrientes en los dos conductores son iguales y en la misma dirección. El modo impar resulta cuando las corrientes en los conductores son iguales pero de direcciones opuestas. Es el modo impar el que acopla los dos conductores. Si se superponen los campos producidos por los dos modos puede verse que el campo resultante tiende a aumentarse en un conductor y a oponerse en el otro. Bajo estas condiciones la mayor parte de la energía estará concentrada en uno de los conductores y un campo de

acoplamiento existirá entre ambos conductores. El mecanismo de acoplamiento puede también explicarse en términos de la capacitancia entre las dos líneas y este es un punto de vista muy empleado cuando las líneas acopladas se usan como elementos de un filtro electro magnético. En estos casos, la longitud eléctrica de la línea debe ser de $\lambda/4$ (en donde λ es la longitud de onda en el dieléctrico) para que exista un máximo acoplamiento.

3.4. IMPEDANCIA DE LA LÍNEA.

La línea en forma de cinta al igual que la línea coaxial opera en el modo TEM y una de las características más importantes de cualquier medio de transmisión operando en este modo es la impedancia característica Z_0 , la cual puede ser calculada mediante la siguiente relación:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.1)$$

en donde L es la inductancia por unidad de longitud, C es la capacitancia por unidad de longitud y Z_0 es la impedancia característica. La velocidad de propagación v del modo principal en dicho medio de transmisión es:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

combinando las ecuaciones (3.1) y (3.2) se tiene

$$Z_0 = \frac{1}{Cv} \quad (3.3)$$

En cualquier línea de dos conductores la velocidad de propagación es la velocidad de la luz c cuando el dieléctrico entre los conduc-



tores es el aire. Cuando el medio entre los conductores tiene una constante dieléctrica ϵ y una permeabilidad magnética μ ; se tiene que

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

Por lo que Z_0 puede expresarse como

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{C} = \frac{\epsilon}{C} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (3.5)$$

$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia característica del medio en el cual viaja la onda.

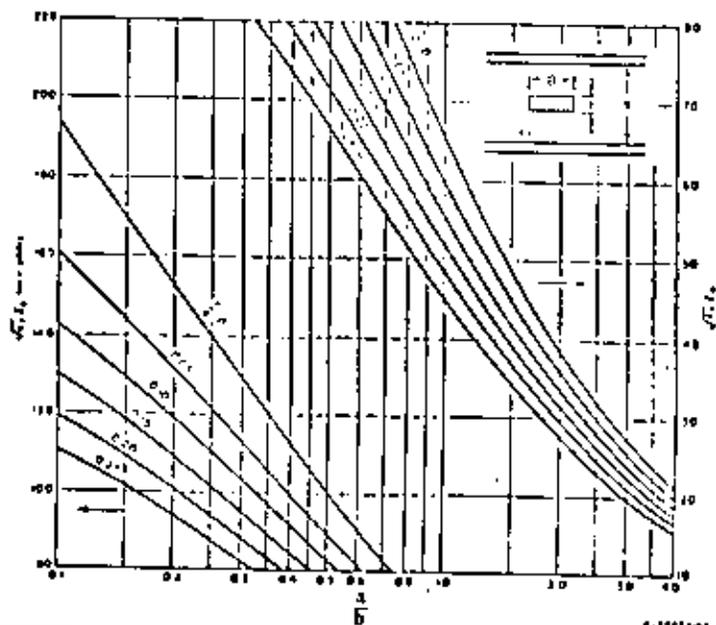


Fig. 3.9 Gráfica de Z_0 en función de $\frac{a}{b}$ para varios valores de $\frac{t}{b}$

3.5. CAPACITANCIA E INDUCTANCIA DE LA LINEA.

Como puede observarse de la ecuación (3.5) para un medio determinado de transmisión, el único parámetro requerido para determinar la Z_0 de la línea es la capacitancia C por unidad de longitud.

Un cálculo aproximado basado en la fórmula de capacitancia entre placas paralelas, nos proporciona algún conocimiento de la operación de esta línea.

La capacitancia entre placas paralelas expresada en un farads por unidad de longitud para el caso de tres planos paralelos está dada por¹

$$C_{pp} = 0.8976 \frac{a/b}{1-t/b} \epsilon \quad (3.6)$$

en donde a es el ancho de la cinta o sea el conductor central, b es la separación de las placas, t es el espesor del conductor central, ϵ es la constante dieléctrica y C_{pp} es la capacitancia entre placas paralelas.

El empleo de la fórmula de la capacitancia entre placas paralelas para calcular la impedancia característica es aceptable para valores de impedancia menores de 25 ohms. La capacitancia debido al campo disperso en los bordes C_d viene siendo apreciable para impedancias mayores que este valor y debe tomarse en cuenta en los cálculos (sumarse).

La impedancia característica tomando en cuenta la capacitancia debida al campo disperso en los bordes será entonces²:

$$Z_0 = \left(\frac{\mu}{\epsilon}\right) \left\{ \frac{1-t/b}{0.8976(a/b) + (1-t/b)C_d} \right\} \quad (3.7)$$

¹Referencia 8.

²Referencia 8.



Considerando a C_f como una constante [esto se puede hacer ya que C_f puede determinarse experimentalmente] la fórmula anterior para calcular la impedancia característica de la línea tiene una exactitud muy aceptada para usos de ingeniería, en el rango de 25 a 100 ohms. En este punto la interacción entre los campos de orilla son muy importantes, y está en función de las relaciones a/b y t/b .

Debido a que la línea puede ser representada por redes de elementos constantes, es posible en muchos casos emplear un análisis de baja frecuencia para diseñar circuitos pasivos de microondas tales como filtros. En la fig. 3.10 se muestran algunas relaciones equivalentes de impedancia.

En estos diagramas las figuras (a) y (b) son vistas del extremo de la línea y la figura (c) y (d) son vistas de planta de la línea.

La impedancia característica de la línea es una función de las dimensiones de la misma y un parámetro d_0 , el cual está en función del espesor del conductor central t . El valor de d_0 puede determinarse de gráficas proporcionadas en la referencia (3). En la figura 3.10(b) la capacitancia en paralelo se observa que es equivalente a una línea de corta longitud S . La capacitancia total de esta línea puede considerarse que es la suma de capacitancia entre el conductor central y los planos de tierra y la capacitancia debida a los campos dispersos en los bordes de la cinta.

Por otro lado una capacitancia en paralelo también puede obtenerse por medio de un poste metálico cuando un extremo forma un pequeño hueco con el conductor central y el otro extremo está en contacto con los planos de tierra. Generalmente se emplean pequeños tornillos como poste metálico.

Una capacitancia en serie se forma cuando se sobreponen longitudes de cintas (o conductor central) que estén separadas por una pequeña sección de dieléctrico. Esta técnica es muy empleada cuando se requiere grandes capacitancias. Cuando se requieren pequeños valores de capacitancia en serie se obtienen fácilmente cortando una pequeña sección del conductor central.

Una inductancia en serie se logra cuando se varía el ancho del conductor central como en la figura 3.10(c).

Una sección de línea en circuito abierto (Stub) es equivalente a un circuito en paralelo con un resonador en serie (como se ilustra en la figura 3.10d).

Este circuito es muy usual particularmente para acoplamiento de impedancia y para filtros pasa bajos.

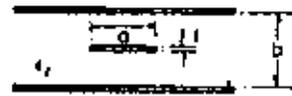
Para permitir un entonamiento con un capacitor variable, se emplean stubs en circuito abierto con una carga capacitiva. El circuito puede hacerse el cual aparezca primeramente capacitivo o inductivo dependiendo de que el stub sea menor o mayor que $\lambda/4$.

El análisis matemático de la línea de transmisión en forma de cinta (Strip-line) es bastante complicado y pretender desarrollarlo estaría fuera del propósito de este trabajo. Solamente mencionaré que existen dos métodos generales de análisis para este tipo de estructuras que son; el primero la solución del valor de frontera de



las ecuaciones de Laplace y el segundo una solución por método de mapeo conformal¹.

IMPEDANCIA CARACTERISTICA.



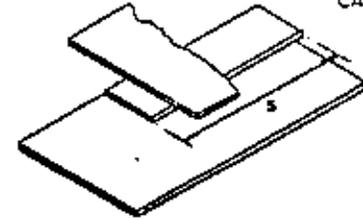
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left| \frac{4b}{a + \sqrt{a^2 + 4b^2}} \right| \text{ Ohms}$$

a) $a/b < 0.35$

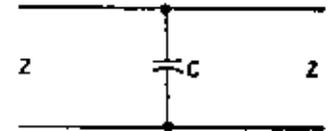
ϵ_r = CONSTANTE DIELECTRICA RELATIVA.

d_0 = DETERMINADA DE GRAF; CAS DE REFERENCIA 3

CAPACITANCIAS EN PARALELO.



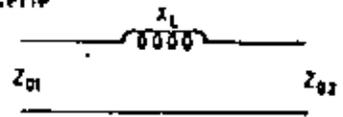
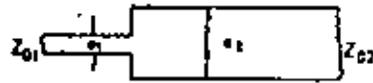
s en pulgadas



$$C = 0.9 \epsilon_r s \frac{a l}{b} \text{ pt}$$

b)

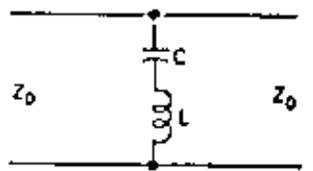
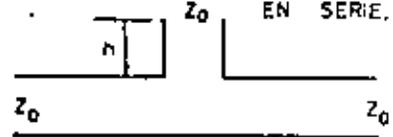
Inductancias en serie



$$\frac{X_l}{Z_{02}} = \left[\frac{2a_2 + (4b/a) \ln 2}{\lambda} \right] \csc \left[\frac{\pi}{2} \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \right]$$

c)

CIRCUITO PARALELO CON RESONADOR EN SERIE.



B_{DC} SUSCEPTANCIA

$$B_{DC} = \frac{1}{Z_0} \tan \left[2\pi \frac{h}{\lambda} \right] \text{ mhos}$$

d)

Fig. 3.10 Relaciones equivalentes de impedancias.

¹referencia U0.



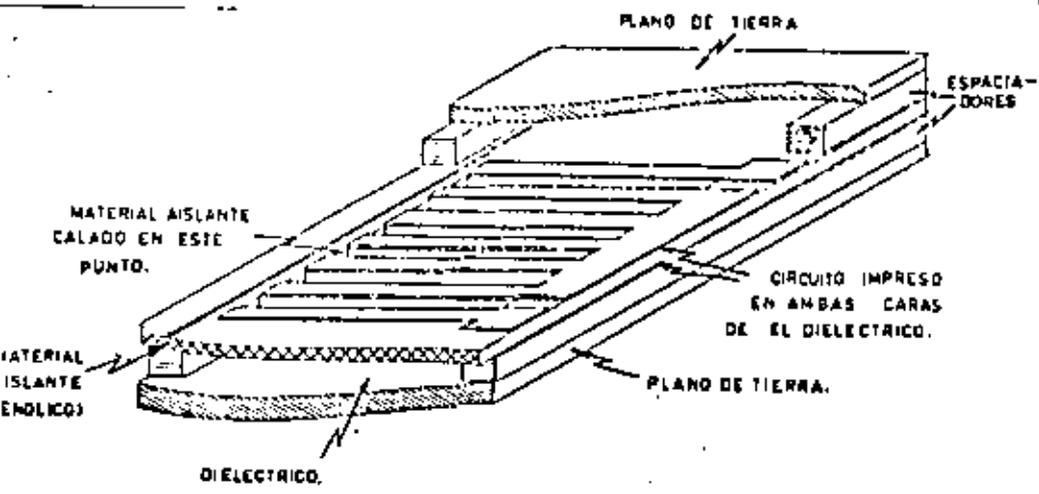
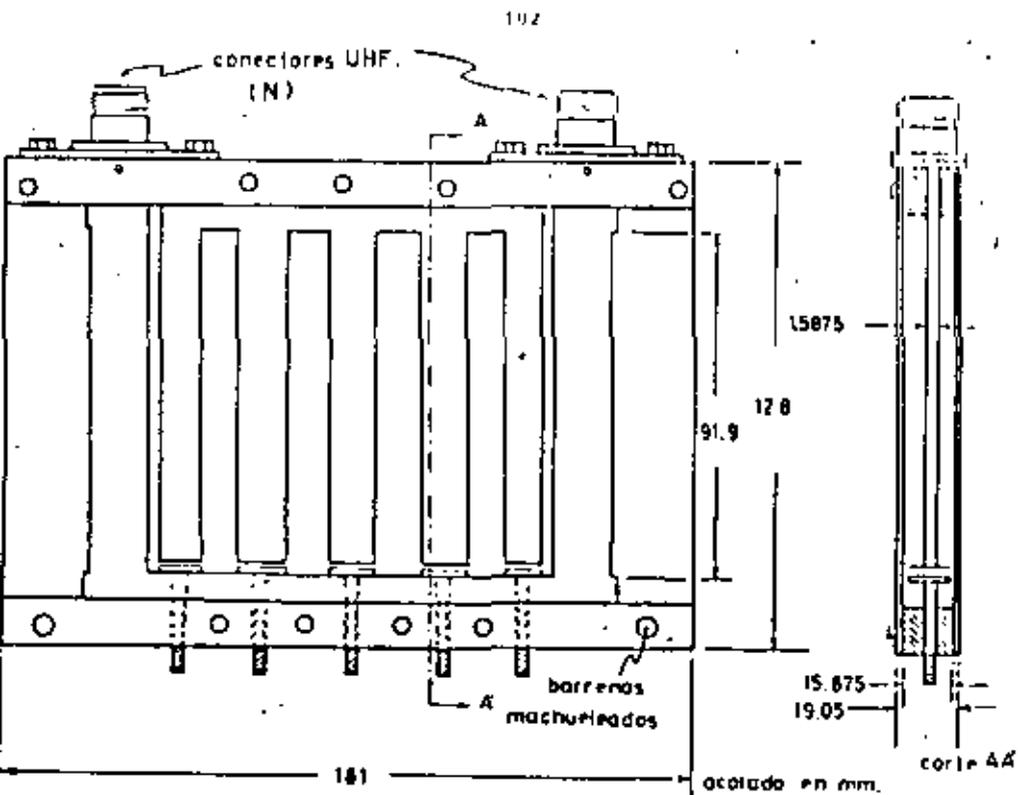


Fig. 3.11 filtro pasabanda en strip-line

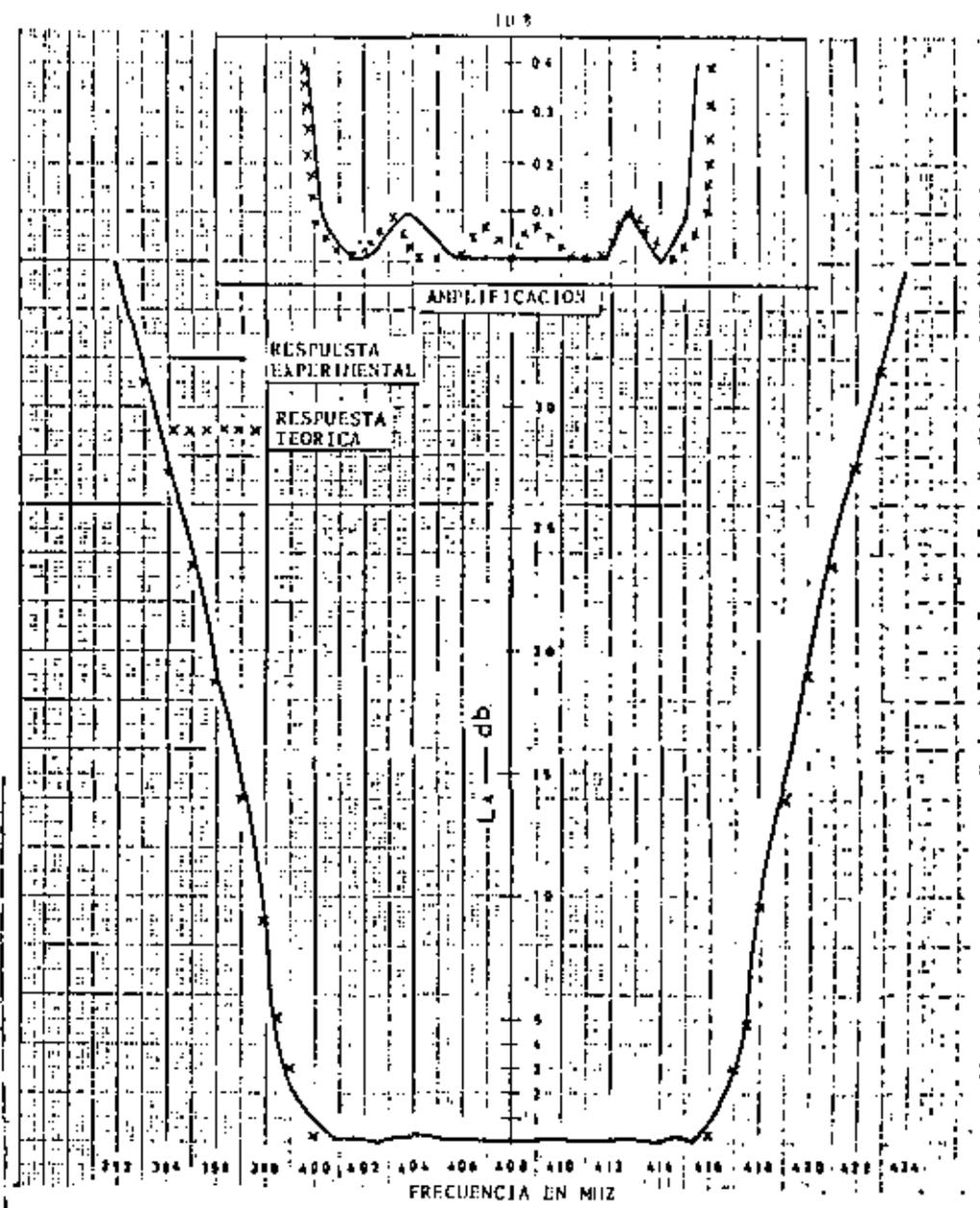
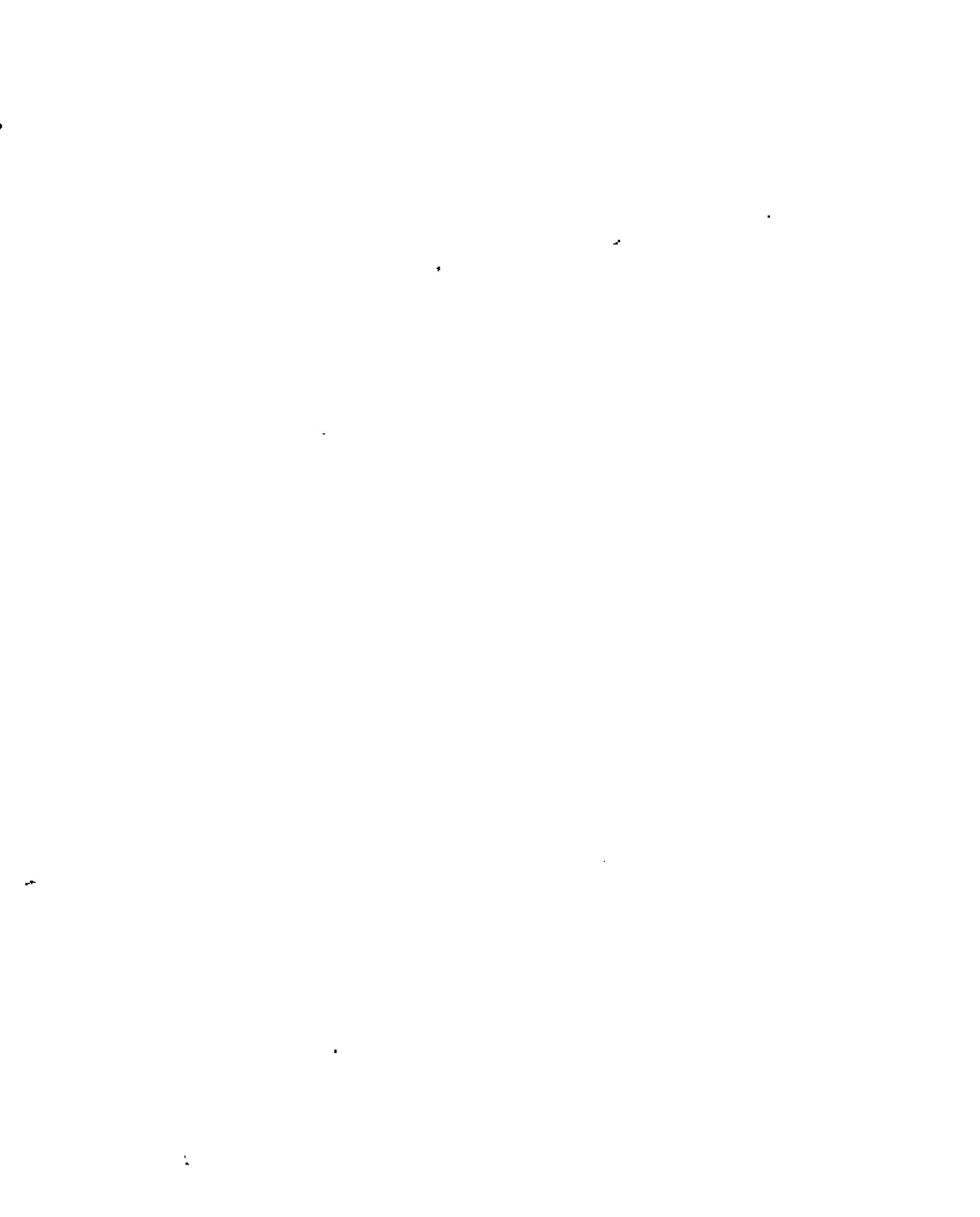


Fig. 3.12 Respuesta teórica y experimental del filtro pasabanda tipo "peine"



REFERENCIAS

- 1.- Philip F. Panter
Communication Systems Design
Mc Graw Hill.
- 2.- Microondas a Estado Sólido
Transmisores-Receptores FM
Nippon Electric Co. LTD.
- 3.- Eduard C. Jordan y Keith G. Balmain
Ondas Electromagnéticas y Sistemas Radiantes
Paralelos.
- 4.- H. A. Atwater
"Introduction to Microwave Theory"
Mc Graw Hill.
- 5.- Robert E Collins
"Foundations for Microwave Engineering"
Mc Graw Hill.
- 6.- N. Marcuvitz
waveguide Handbook
Mc Graw Hill, New York
- 7.- J. Richard Danyl and Kenneth P. Steele
"Using Strip Transmission line to Design Microwave
Circuits, Part I
Microwave, February 7, 1966 Page 72-76.
- 8.- R. M. Barrett
"Etched Sheets Serve as Microwave components"
Electronics, June, 1952 page 114-118.
- 9.- S.B. Cohn, P. M. Sherk, J.K. Shimizu and E.M.T. Jones
"Strip Transmission lines and Components, final report"
IRE Transaction PGMT-3, 2 March 1955 page 119-126.
- 10.- N.A. Benovitch, and A.R. Margolin
"Theoretical and experimental studies of a strip
transmission line"
International Technical Memo No. 234
Hughes Aircraft Co. May 17, 1950.
- 11.- Philip R. Geffe
"Simplified modern Filter design"
Hayden.
- 12.- George L. Matthaei, Leo young and E.M.T. Jones
"Microwave filters, impedance-matching networks,
and coupling structures"
Mc Graw Hill.





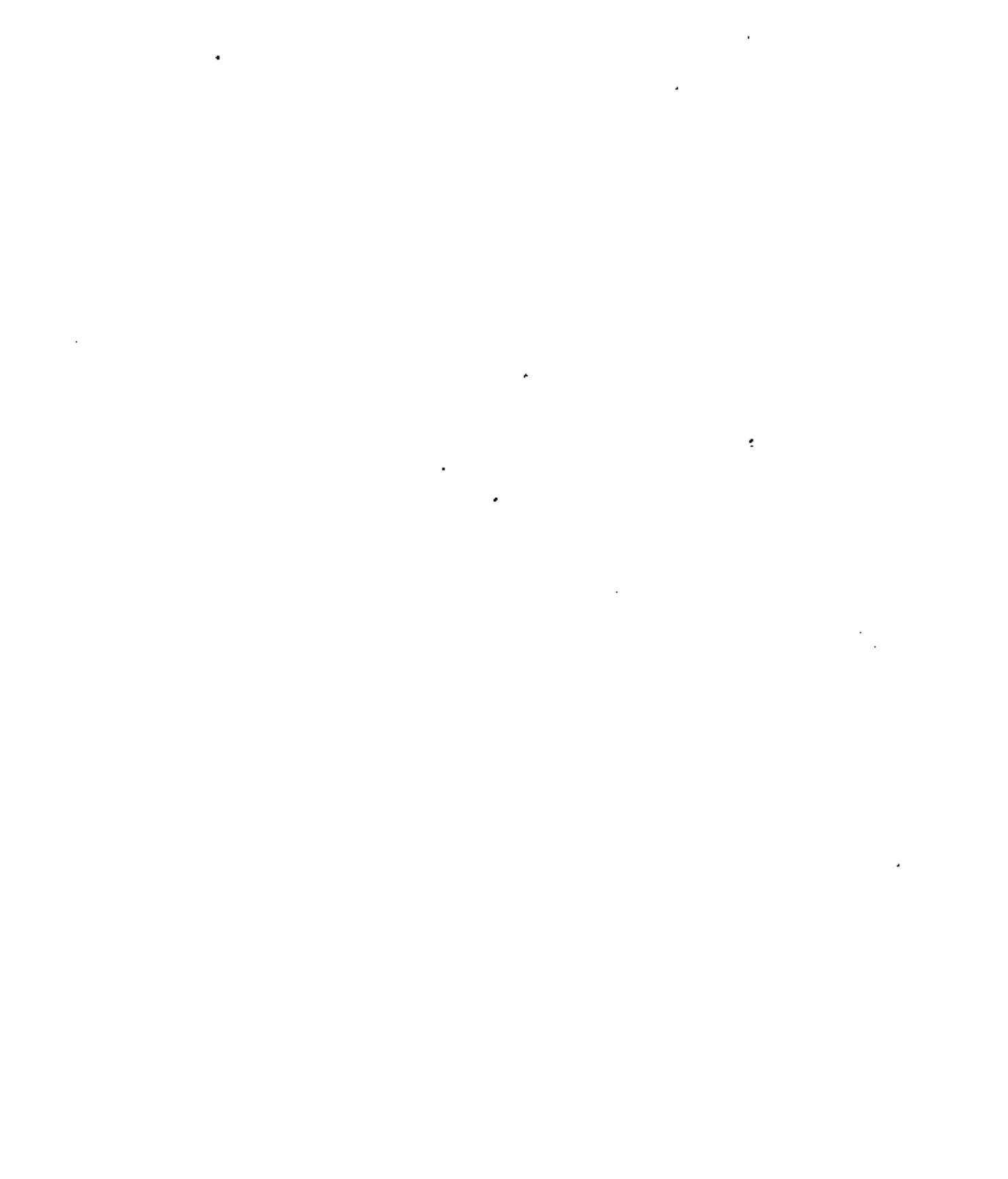
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

MODULACION

M. en C. Salvador Landeros Ayala

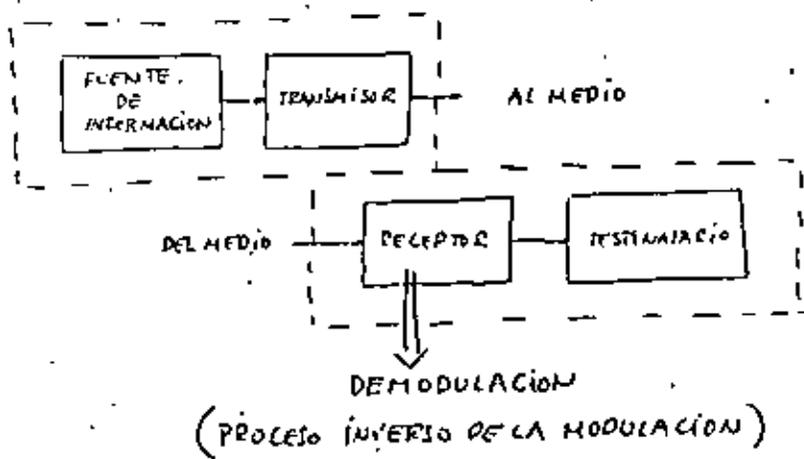
26 NOVIEMBRE, 1981



MODULACION

PROCESO BASICO
(TRANSMISION)

ADECUACION DE LA SEÑAL
(INFORMACION)



INFORMACION

ANALOGICA

AUDIO
VIDEO
SEÑALES DE VOLTAJE

(SEÑALES "CONTINUAS"
EN EL TIEMPO)

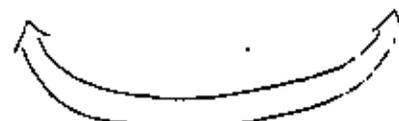
DIGITAL (PULSOS)

TELEGRAFIA
CODIGOS DE PULSOS
COMPUTACION

(SEÑALES "PULSANTES"
EN EL TIEMPO)

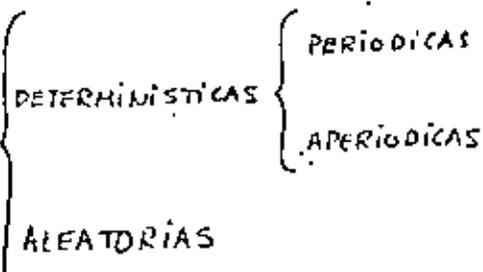
TIEMPO

FRECUENCIA



TRANSFORMACIONES

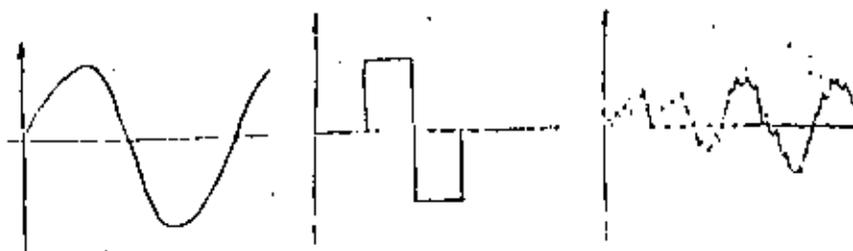
SEÑALES



PERIODICA $\Rightarrow x(t) = x(t+T)$

APERIODICA $\Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \text{constante}$

ALEATORIA \Rightarrow NO PREDECIBLE



SERIE DE FOURIER

PERIÓDICAS → SERIE DE FOURIER (TRIGONOMETRICA)

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega_0 t + \underline{X_n}) \quad (1)$$

$$X_n = \sqrt{A_n + B_n} \quad n \geq 1 \quad X_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt$$

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \cos n\omega_0 t dt \quad B_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \sen n\omega_0 t dt$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0} \quad \underline{X_n} = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

FORMA EXPONENCIAL

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{jn\omega_0 t} \quad (t \in T_0)$$

$$X_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

TRIGONOMETRICA

X_n real

$|X_n|$ $\underline{X_n}$

EXPONENCIAL

X_n complejo

X_n

TRANSFORMADA DE FOURIER

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

PARTE REAL

PARTE ANGULAR

TRIGONOMETRICA

$|X_n|$

$\underline{X_n}$

EXPONENCIAL

$\text{Re}[X_n]$

$\text{Im}[X_n]$

PARTE REAL

PARTE IMAGINARIA

TRANSFORMADA

$\text{Re}[X]$

$\text{Im}[X]$

ESPECTROS DE AMPLITUD

$|X_n|$

$|X|$

ESPECTROS DE FASE

$\underline{X_n}$

\underline{X}

ESPECTRO DE AMPLITUD

NO VARIA

ESPECTRO DE FASE

DEPENDE DE LA REF.

¿Y LAS SEÑALES ALEATORIAS?



PERIÓDICAS - APERIÓDICAS - ALEATORIAS

ANCHO DE BANDA

FRECUENCIA INFERIOR

FRECUENCIA SUPERIOR

AUDIO	$H; F_i$	20Hz a 20KHz
AUDIO	AM	100Hz a 5KHz (aprox)
AUDIO	TELEFONIA	300Hz a 3KHz

FILTRADO. (selección de señales por frecuencia)

FILTROS

PASA BANDA

PASA BAJAS

PASA ALTAS

RECHAZO DE BANDA

UNA O VARIAS BANDAS SON RECHAZADAS
UNA O VARIAS BANDAS SON DEJADAS PASAR
SIN ALTERACION

MODULACION LINEAL

(DESPLAZAMIENTO LINEAL EN f)

- a) MODULACION DE AMPLITUD (AM)
- b) DOBLE BANDA LATERAL (DBL)
- c) BANDA LATERAL UNICA CON PORTADORA (BLU+P)
- d) BANDA LATERAL UNICA (BLU)

EVALUACION

EFICIENCIA (ϵ)

ANCHO DE BANDA OCUPADO

RESPUESTA A C.C.

COMPLEJIDAD

APLICACIONES

OTROS SISTEMAS

- e) AM CON PORTADORA REDUCIDA (AM-PR)
- f) BLU CON PORTADORA REDUCIDA (BLU-PR)
- g) BANDA LATERAL PERIÓDICA CON PORTADORA DE ALTA POTENCIA (BLR+P)



AMPLITUD MODULADA

$x_1(t)$ = información normalizada (señal moduladora)

$x_{AM}(t)$ = señal de AM

$x_p(t)$ = señal portadora

$$x_p(t) = A \cos \omega_0 t$$

$$A \Rightarrow A[1 + a x_1(t)]$$

$$x_{AM}(t) = A[1 + a x_1(t)] \cos \omega_0 t \quad (3)$$

DOBLE BANDA LATERAL

$$A \Rightarrow A x_1(t)$$

$$x_{DBL}(t) = A x_1(t) \cos \omega_0 t \quad (4)$$

AM - PR

IGUAL A AM, EXCEPTO PORQUE AHORA

$$\text{MAX}[|a x_1(t)|] > 1$$

POR REDUCCION DE PORTADORA

$$x(t) = A_0 \cos \omega_0 t + A_1 x_1(t) \cos \omega_0 t \quad (5)$$

$$= A_0 \left[1 + \frac{A_1}{A_0} x_1(t) \right] \cos \omega_0 t$$

$$\text{Si: } \begin{cases} A_0 = 0 & x(t) = x_{DBL}(t) \\ A_1/A_0 > 1 & \Rightarrow x(t) = x_{AM-PR}(t) \\ |A_1/A_0| < 1 & x(t) = x_{AM}(t) \end{cases}$$

BANDA LATERAL UNICA

$$x_{BLUS}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (6)$$

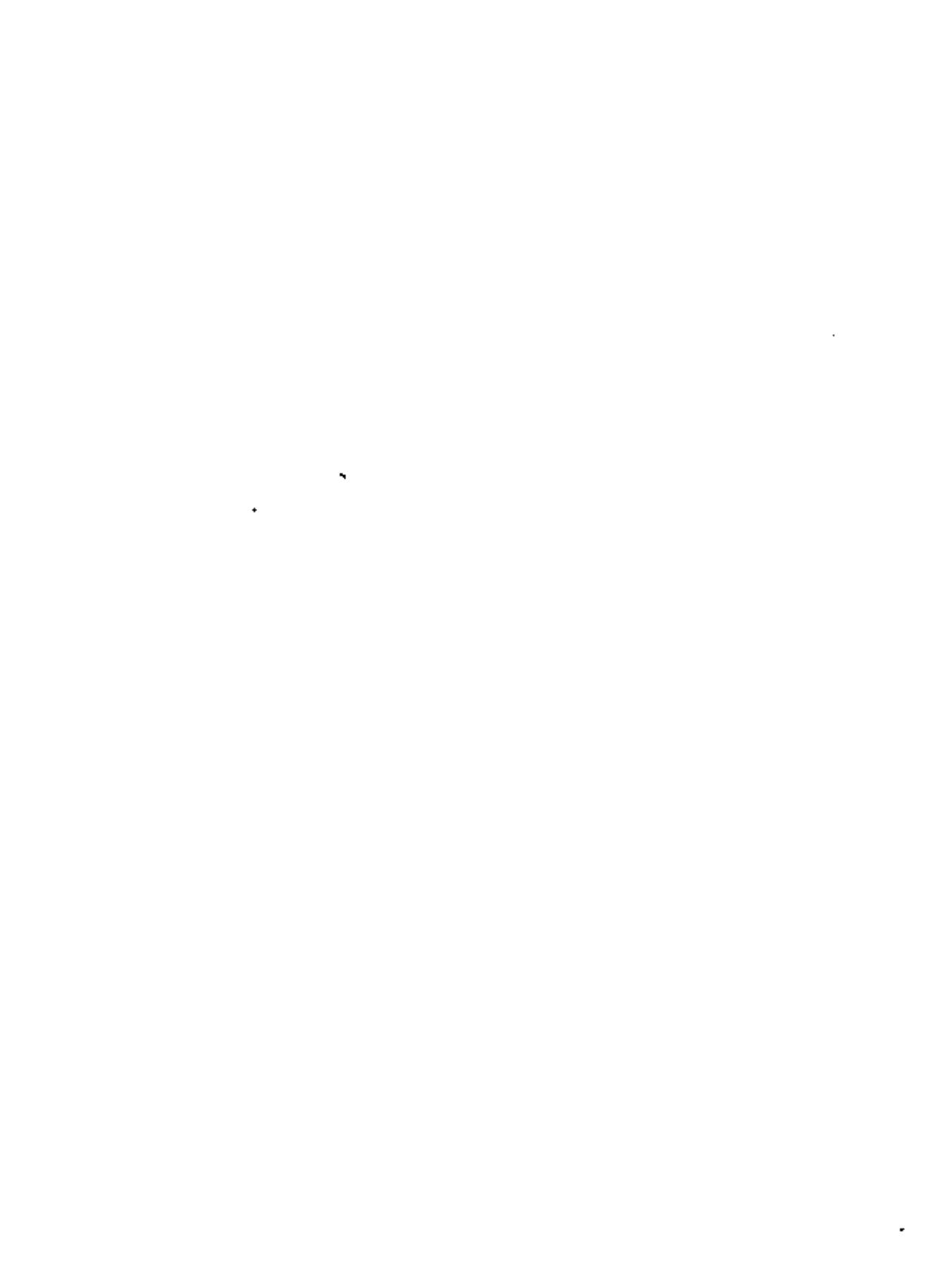
$$x_{BLUR}(t) = \frac{1}{2} A x_1(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} A \hat{x}_1(t) \sin \omega_0 t \quad (7)$$

$$\hat{x}_1(t) = x_1(t) \text{ más un desfase de } 90^\circ$$

$$\text{SUMANDO (6) y (7)} \Rightarrow \text{DBL}$$

$$\text{DBL MENOS (6)} \Rightarrow \text{BLUI}$$

$$\text{DBL MENOS (7)} \Rightarrow \text{BLUS}$$



POR REDUCCION DE UNA BANDA ?

$$X(\omega) = \frac{1}{2} A X_1(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} B X_1(\omega - \omega_0) \quad (B)$$

Si

$$\begin{cases} A = B & X(\omega) = X_{DBL}(\omega) \\ A = 0; B \neq 0 & X(\omega) = X_{BLUS}(\omega) \\ A \neq 0; B = 0 & X(\omega) = X_{BLUI}(\omega) \\ A = A(\omega); B = cte. & X(\omega) = X_{BLRS}(\omega) \\ A = cte.; B = B(\omega) & X(\omega) = X_{BLRI}(\omega) \end{cases}$$

MODULACION ANGULAR

$$x_p(t) = A \cos \theta$$

$$\theta(t) = \omega_0 t + \phi(t) \quad \text{FASE INSTANTANEA}$$

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\phi(t)}{dt} \quad \text{FRECUENCIA INSTANTANEA}$$

$$\phi(t) = \text{DESVIACION DE FASE}$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \text{DESVIACION DE FRECUENCIA}$$

MODULACION EN FRECUENCIA

$$x_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_0 t + k_f \int x_1(\alpha) d\alpha \right] \quad (9a)$$

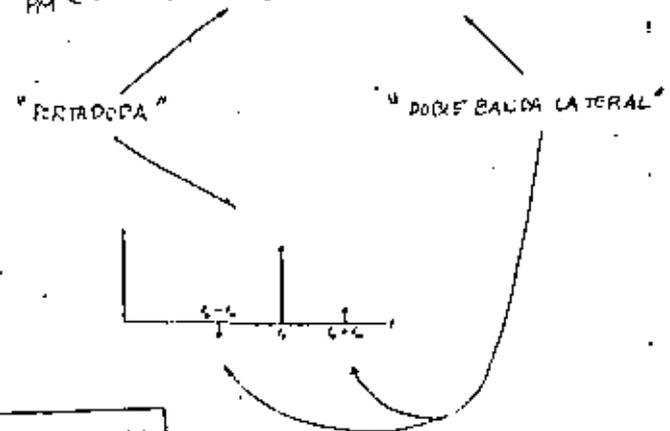
MODULACION EN FASE

$$x_{PM}(t) = A \cos \left[\omega_0 t + k_p x_1(t) \right] \quad (9b)$$

MODULACION EN BANDA ANGOSTA

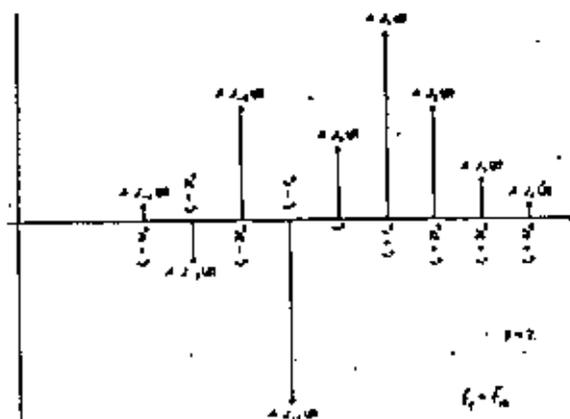
$$|k_p x_1(t)| \ll 1 \quad \left(|k_f \int x_1(\alpha) d\alpha| \ll 1 \right)$$

$$x_{PM}(t) = A \cos \omega_0 t - A k_p x_1(t) \sin \omega_0 t$$

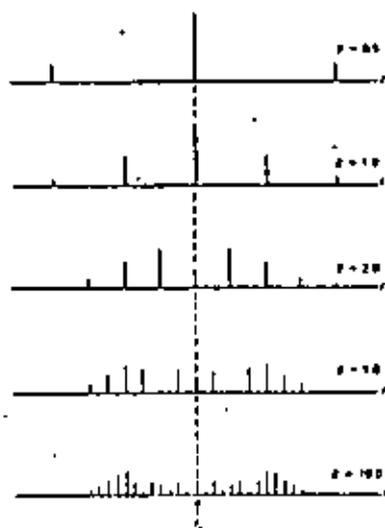


$$f_m = \text{frecuencia de } x_1(t)$$





ESPECTRO DE UNA SEÑAL DE FM CUANDO $\beta \ll 1$



ESPECTRO DE AMPLITUD DE UNA SEÑAL DE FM
(β DISMINUYE AL AUMENTAR LA FRECUENCIA DE LA INFORMACIÓN)

MODULACION EN BANDA ANCHA

CASO A) LA MODULADORA ES UNA SENOIDAL

$\beta =$ INDICE DE MODULACION

$$K_p x_i(t) = \beta \sin \omega_i t$$

$$x_{FM}(t) = A \cos [\omega_0 t + \beta \sin \omega_i t]$$

$$x_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos [\omega_0 + n\omega_i] t$$

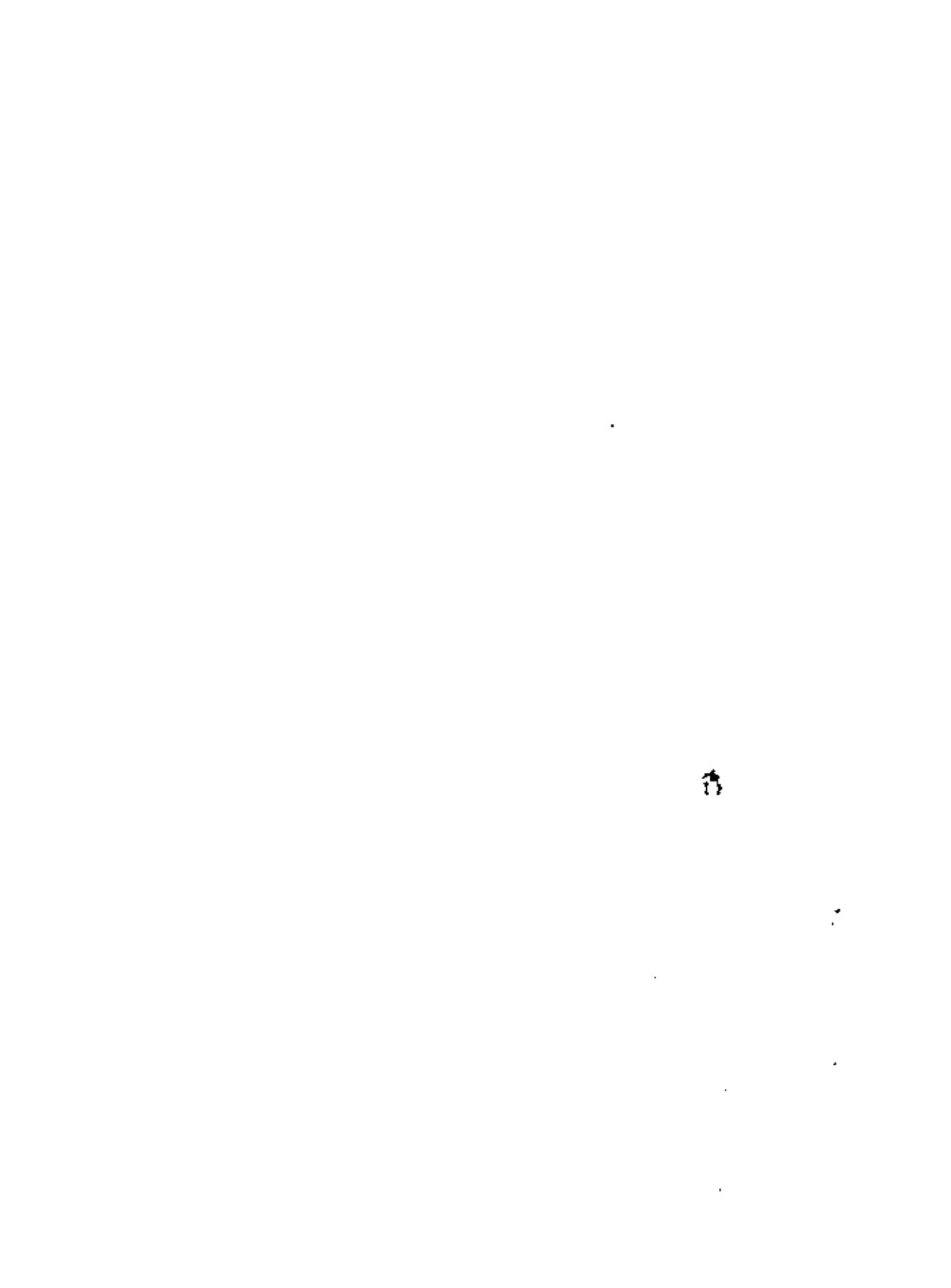
$J_n(\beta) =$ FUNCIÓN DE BESSEL DE PRIMERA CLASE Y ORDEN n

BESSEL FUNCTIONS OF THE FIRST KIND*

(β)	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}	J_{15}	J_{16}	J_{17}	
0.00	1.00																		
0.25	0.98	0.12																	
0.5	0.91	0.21	0.03																
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02															
1.5	0.51	0.56	0.23	0.08	0.01														
2.0	0.22	0.58	0.33	0.13	0.03														
2.5	-0.05	0.50	0.43	0.22	0.07	0.02													
3.0	-0.26	0.34	0.47	0.31	0.13	0.04	0.01												
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.27	0.13	0.05	0.02											
5.0	-0.16	-0.33	0.03	0.36	0.39	0.28	0.13	0.05	0.02										
6.0	0.15	-0.29	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.15	0.05	0.02									
7.0	0.30	0.04	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.05	0.02								
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.27	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.15	0.06	0.03							
9.0	-0.02	0.21	0.11	-0.15	-0.15	-0.08	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.08	0.03	0.01					
10.0	-0.25	0.01	0.25	0.06	-0.22	-0.22	-0.04	0.22	0.31	0.23	0.29	0.12	0.06	0.03	0.01				
12.0	0.03	-0.22	-0.04	0.20	0.15	-0.07	-0.21	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.22	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01		
15.0	-0.01	0.21	0.04	-0.19	-0.12	0.11	0.21	0.07	-0.17	-0.21	-0.04	0.10	0.11	0.24	0.14	0.12	0.07	0.03	0.01

* From L. Cantor, "Bessel Functions," Dover Publications, Inc., New York, 1948. Reprinted through permission of the publisher.

$$\beta = \frac{\text{FRECUENCIA FIEC DE DESVIACION}}{\text{ANCHO DE BANDA DE LA INFORMACION}} = \frac{f_d}{f_m} = \frac{\omega_d}{\omega_m}$$



CASO B / LA MODULADORA ES UN PAR DE SENOIDALES

$$x_1(t) = \beta_1 \sin \omega_1 t + \beta_2 \sin \omega_2 t$$

$$x_{PM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) J_m(\beta_2) \cos[\omega_0 + n\omega_1 + m\omega_2] t$$

RELACION DE COMPONENTES

	n=0	1	2	3	4	...
m=0	ω_0	$\omega_0 + \omega_1$	$\omega_0 + 2\omega_1$	$\omega_0 + 3\omega_1$	$\omega_0 + 4\omega_1$...
1	$\omega_0 + \omega_2$	$\omega_0 + \omega_1 + \omega_2$	$\omega_0 + 2\omega_1 + \omega_2$	$\omega_0 + 3\omega_1 + \omega_2$	$\omega_0 + 4\omega_1 + \omega_2$...
2	$\omega_0 + 2\omega_2$	$\omega_0 + \omega_1 + 2\omega_2$	$\omega_0 + 2\omega_1 + 2\omega_2$	$\omega_0 + 3\omega_1 + 2\omega_2$	$\omega_0 + 4\omega_1 + 2\omega_2$...
3	$\omega_0 + 3\omega_2$	$\omega_0 + \omega_1 + 3\omega_2$	$\omega_0 + 2\omega_1 + 3\omega_2$	$\omega_0 + 3\omega_1 + 3\omega_2$	$\omega_0 + 4\omega_1 + 3\omega_2$...
4	$\omega_0 + 4\omega_2$	$\omega_0 + \omega_1 + 4\omega_2$	$\omega_0 + 2\omega_1 + 4\omega_2$	$\omega_0 + 3\omega_1 + 4\omega_2$	$\omega_0 + 4\omega_1 + 4\omega_2$...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

— LA PRIMERA FILA Y LA PRIMERA COLUMNA CORRESPONDEN A LAS FRECUENCIAS QUE APARECERIAN SI LA OTRA FRECUENCIA NO ESTUVIERA PRESENTE AL MODULAR (LAS AMPLITUDES, EN CADA CASO, NO SERIAN IGUALES A CAUSA DEL PRODUCTO $J_n \cdot J_m$).

— LAS FRECUENCIAS DEL TIPO $\omega_0 + n\omega_1 + m\omega_2$ (n o m, m o n) SON DEBIDAS A INTERACCION ENTRE AMBAS FRECUENCIAS ω_1 Y ω_2 . POR ESO SE DICE QUE LA MODULACION ANECLAR ES NO LINEAL.

CASO C / LA MODULADORA ES UNA SEÑAL ARBITRARIA

$x_1(t)$ DEBE TENER UN ANCHO DE BANDA W

$x_1(t)$ PUEDE REPRESENTARSE COMO SUMA DE SENOIDALES

EL ESPECTRO ES MAS COMPLEJO AUN QUE EL CASO ANTERIOR, PERO EN GENERAL, SE PUEDE DECIR QUE EL ANCHO DE BANDA B DE LA SEÑAL SERIA:

$$B = 2(\beta + 1) f_m \quad (\text{CASO A})$$

$$B = 2(D + 1) W \quad (\text{CASO GENERAL})$$

$$D = \text{RAZON DE DESVIACION} = \frac{\text{FRECUENCIA ALTO DE DESVIACION} \cdot f_d}{\text{ANCHO DE BANDA} \cdot W}$$

CONCLUSION

- $D \ll 1$ ($\beta \ll 1$) $B \approx 2W$
 $B \approx 2f_m$ (BANDA ANECLA)
- $D \gg 1$ ($\beta \gg 1$) $B \approx 2DW = 2f_d$ (BANDA ANECLA)
 $B \approx 2\beta f_m = 2f_d$
- EN FM B ES INDEPENDIENTE DE W
EN PM D ES CONSTANTE (TAMBIEN LO ES β)



MULTICANALIZACIÓN POR DIV. DE FRECUENCIA

GRUPO: MÍNIMA AGRUPACIÓN DE CANALES

$$12 \times 4 \text{ kHz} = 48 \text{ kHz}$$

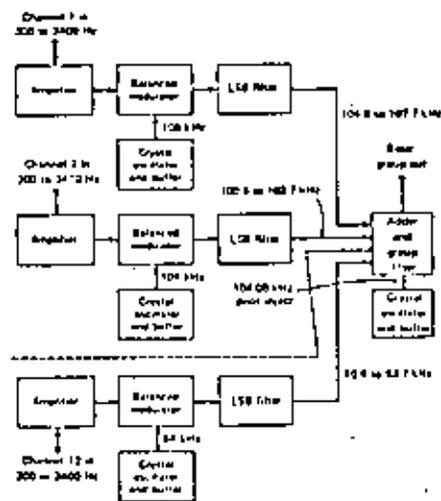
$$16 \times 3 \text{ kHz} = 48 \text{ kHz}$$

NOTENSE LAS BLUS Y BLUS,
Y LAS PORTADORAS PICOTA

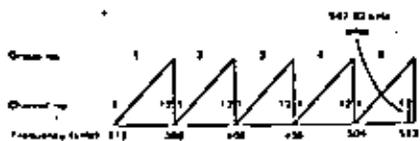


GENERACIÓN DE UN GRUPO

Se procesan 4 sub-grupos de 3 canales cada uno.



MECANISMO DE DESPLAZAMIENTO DE LOS CANALES



DISTRIBUCIÓN DE UN SUPERGRUPO

SUPERGRUPO

AGRUPACIÓN DE 5 GRUPOS

$$5 \times 48 \text{ kHz} = 240 \text{ kHz}$$

AHORA LOS GRUPOS SE MODULAN EN BLUS

GRUPO BÁSICO B

$$60 - 108 \text{ kHz}$$

SUPERGRUPO BÁSICO

$$312 - 552 \text{ kHz}$$

GRUPO MAESTRO

GRUPO SUPER MAESTRO

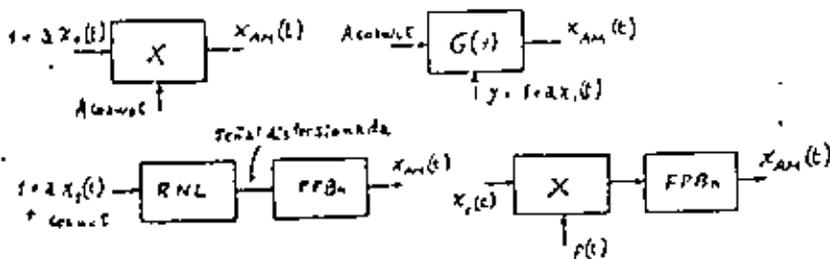
ETC

SISTEMA	ANCHO DE BANDA	RESERVA A.C.C.	EFICIENCIA	COMPLEJIDAD	APLICACIÓN TÍPICA
AM	2W	N ₀	< 50%	MÍNIMA	RADIO DIFUSIÓN GENERAL
DBL	2W	S ₀	100%	MEJORA	SISTEMAS BANDA ESTRECHA
BLU	W	N ₀	100%	MÁXIMA	TRANSMISIÓN DE VELOCIDAD
BLR	W+d	S ₀	100%	MÁXIMA	SISTEMAS DE GRAN ANCHO DE BANDA
BLR+P	W+d	N ₀	< 50%	MEJORA	VIDEO DE TV
FM	2(0.1)W	S ₀	-	MEJORA	RADIO DIFUSIÓN COMERCIAL
PM	2(0.1)W	S ₀ (40% a 60%)	-	MEJORA	TRANSMISIÓN DE DATOS Y GENERACIÓN DE FM

COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE MODULACIÓN ANALÓGICOS

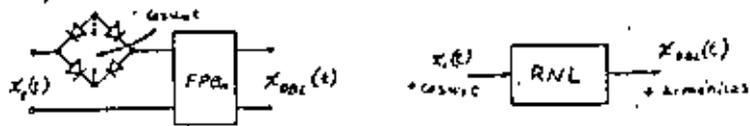
MODULADORES (SISTEMAS NO LINEALES O VARIANTES EN EL TIEMPO)

- MODULADOR PRODUCTO (CIRCUITO INTEGRADO)
- MODULADOR AMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE (AMPLIFICADOR SINTONIZADO CLASE C)
- MODULADOR DE CONVERSIÓN (CIRCUITO CONMUTADO)
- MODULADOR CUADRÁTICO (CIRCUITO NO LINEAL)





- b) DBL { MODULADOR PRODUCTO (CIRCUITO INTEGRADO)
 MODULADOR BALANZADO DE CONMUTACION (MODULADOR BALANZADO)
 MODULADOR CUADRATICO (CIRCUITO NO LINEAL)



- c) BLU { FILTRANDO DBL
 CORRIMIENTO DE FASE (Fig 10)
- d) BLR { FILTRANDO DBL (o AM, si se quiere BLR+P)

- e) BLU { DEMODULADOR PRODUCTO
 DEMODULACION POR CORRIENTES DE FASE
 REINSECCION DE RECTANGULO
- d) BLR { REINSECCION DE RECTANGULO (BLR+P, asimétrico)

DEMODULADORES

- a) AM { DETECTOR DE ENVOLVENTE (Fig. 7)
 DEMODULADOR PRODUCTO
 DEMODULADOR DE CONMUTACION
 DEMODULADOR CUADRATICO
- b) DBL { DEMODULADOR PRODUCTO (Fig. 8c)
 DEMODULADOR DE CONMUTACION
 DEMODULADOR CUADRATICO
 REINSECCION DE RECTANGULO < NEFECTAMENTE
 PLL DE COSTAS (Fig 18) < ELIMINADO AL CUADRADO

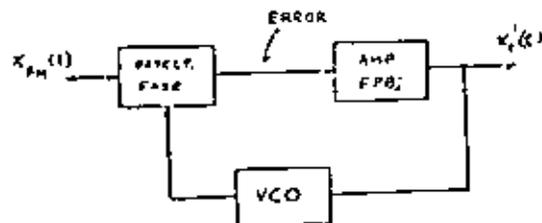
MODULACION ANGULAR

- MODULADORES DE FM { DIRECTA { L, C VARIABLES
 REACTANCIA
 INDIRECTA (A TRAVES DE PM) (Fig 14)
 MECANISMOS DE ESTABILIDAD (Fig 20)

CONVERSION A BANDA ANCHA (MULTIPLICADOR DE F.) (Fig 19)

- MODULADORES DE PM { SINTESIS DE PM (Fig 20a)
 (MODULADOR DE ARMSTRONG)

- DEMODULADORES DE FM { DISCRIMINADOR (CONVERTIDOR PM-AM) (Fig 21)
 DISCRIMINADOR PRODUCTO (AMOS)
 PLL (CIRCUITO DE ANCHURA DE FASE)



TEOREMA DEL MUESTREO

UNA SEÑAL ANALÓGICA DE ANCHO DE BANDA B PUEDE REPRESENTARSE MEDIANTE MUESTRAS INSTANTÁNEAS, SI LA FRECUENCIA DEL MUESTREO CUMPLE CON

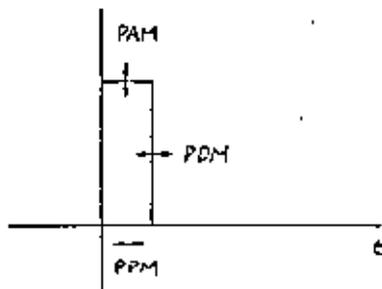
$$f_s \geq 2B$$

LA SEÑAL ORIGINAL SE RECUPERA CON UN FILTRO CUYA BANDA DE PASO ES IGUAL AL ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL (B).

UTILIDAD \rightarrow LA SEÑAL SÓLO ESTÁ PRESENTE A INTERVALOS REGULARES DE TIEMPO

MODULACIÓN POR PULSOS

1. AMPLITUD (PAM)
2. DURACIÓN (PDM)
3. POSICIÓN (PPM)



PAM

$x_i(t)$ = SEÑAL DE INFORMACIÓN

$\delta_T(t)$ = TREN DE IMPULSOS DE PERÍODO T_s

$x_f(t)$ = SEÑAL MUESTREADA

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (T_s, \text{período})$$

$$x_f(t) = x_i(t) \cdot \delta_T(t) = x_i(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (1)$$

X FOURIER

$$X_f(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s)$$

LA SUMATORIA INDICA UNA SERIE DE ESPECTROS $X(\omega)$ DESPLAZADOS HACIA IZQUIERDA Y DERECHA ($-\infty < n < +\infty$). EN PARTICULAR CUANDO $n=0$ EL ESPECTRO BÁSICO ES

$$\frac{1}{T_s} X(\omega)$$

EVIDENTEMENTE, $x_i(t)$ SE RECUPERA CON UN FILTRO

PDM(, PPM)

$x_p(t)$ = TREN DE PULSOS, AMPLITUD A Y PERIODO T_s

$x_1(t) = \text{sen } \omega_1 t$ = MODULACION

τ = DURACION DE LOS PULSOS

$$x_p(t) = \frac{A\tau}{T_s} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \text{sen} \frac{\pi n \tau}{T_s} \cos n\omega_0 t$$

$$\tau(t) = \tau_0 + \tau_1 x_1(t)$$

$$x_{\text{PDM}}(t) = \frac{A}{T_s} (\tau_0 + \tau_1 \text{sen } \omega_1 t) +$$

$$+ 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \left[\text{Im} \left(e^{j\alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta) e^{jm\omega_1 t} \right) \right] \cos n\omega_0 t$$

DONDE $\alpha = n\pi f_s \tau_0$

$\beta = n\pi f_s \tau_1$

Im = operador "PARTE IMAGINARIA DE"

CONCLUSION

$x_{\text{PDM}}(t)$ = TERMINO CONSTANTE +
+ TERMINO PROPORCIONAL A $x_1(t)$ +
+ SUMATORIA MUY COMPLICADA DE
ARMONICAS SUPERIORES

$x_{\text{PDM}}(t)$ SE DEMODULA CON UN FILTRO





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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

CALCULO DE RUIDO DEL SISTEMA

M. EN C. SALVADOR LANDEROS AYALA

DICIEMBRE, 1981

CABLES MARCA

FRECUENCIA MHZ.	RGS	NEC				TELETRA	
		MF (2E) 50-7	50-13	SF (2E) 50-7	50-13	7/8"	15/8"
350 α dB/m.	0.074	0.616	0.03		0.015		
900 α dB/m.	0.130	0.028	0.06		0.050	0.028	
2000 α dB/m.						0.05	0.04
4000 α dB/m.							
6000 α dB/m.		0.920					
7000 α dB/m.							
S E L							
CUZY							
	E-20	E-20	E-62 58x23	E-63 47x21	MICKTEL 7/8"	GUIAS DE ORDA	
						50x30 1107.	43x25 1107.
350 α dB/m.							
900 α dB/m.				0.0296			
3000 α dB/m.	0.0114				0.0667		
4000 α dB/m.		0.0523			0.145	0.024	
6000 α dB/m.							
7000 α dB/m.					454-74		
					0.072		

CABLES MARCA:

FRECUENCIA MHz	FLEXWELL (FOAM)				ANDREW		
	FHJ7 1 1/2"	FHJ5 7/3"	FHJ4 1/2"	FHJ2 3/8"	FSL4 1/2"	FHJ1 1/2"	FSJ1 1/2"
350 α dB/m.		0.028					
900 α dB/m.		0.059					
2000 α dB/m.	0.078	0.098					
4000 α dB/m.		0.18					
6000 α dB/m.							
7000 α dB/m.							
FLEXWELL DIELECTRICO DE AIRE ANDREW							
350 α dB/m.		0.023					
900 α dB/m.		0.036					
2000 α dB/m.		Helico 0.058					
4000 α dB/m.		0.059					
6000 α dB/m.			0.35				
7000 α dB/m.			0.3				

APENDICE 1 INDICE DE REFRACCION MODIFICADO

Cuando una onda electromagnética atraviesa el límite de dos medios con diferente constante dieléctrica, una parte se refleja y otra se refracta, como se muestra en la figura 2.b.2.

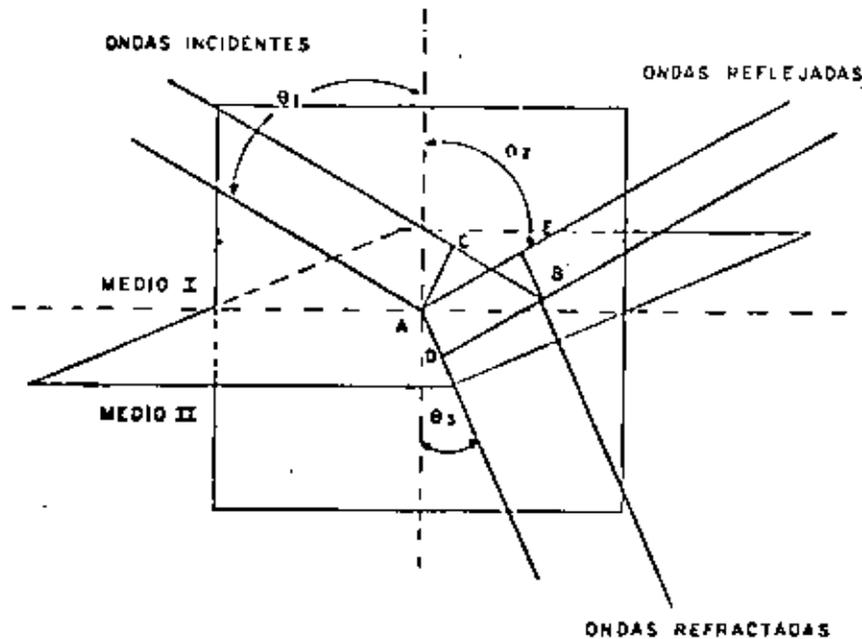


Figura 2.b.2

De acuerdo a las leyes de refracción y reflexión (Snell) se observa que: Las direcciones de reflexión y refracción, como la de incidencia, se encuentran en una superficie plana perpendicular a la

superficie límite de los medios.

En la figura mostrada la onda incidente viaja una distancia CB, mientras la onda transmitida viaja una distancia AD y la onda reflejada viaja una distancia de A a B. Si V_1 es la velocidad en el medio 1 y V_2 es la velocidad en el medio 2, entonces:

$$\frac{CB}{AD} = \frac{V_1}{V_2}$$

ahora:

$$CB = AD \text{ Sen } \theta_1$$

$$AD = AB \text{ Sen } \theta_2$$

por lo que:

$$\frac{\text{Sen } \theta_1}{\text{Sen } \theta_2} = \frac{V_1}{V_2}$$

En términos de las constantes del medio, V_1 y V_2 están dadas por:

dadas por:

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

$$V_2 = \frac{1}{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_2}}$$

por lo tanto:

$$\frac{\text{Sen } \theta_1}{\text{Sen } \theta_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}}$$

Además $AE = CB$ y como:

$$CB = AB \text{ Sen } \theta_1$$

$$AE = AB \text{ Sen } \theta_2$$

Tendremos que:

$$AB \text{ Sen } \theta_1 = AB \text{ Sen } \theta_2$$

$$\therefore \theta_1 = \theta_2$$

Esto quiere decir que el ángulo de incidencia y el ángulo de reflexión son siempre iguales.

La relación de los senos del ángulo de incidencia al seno del ángulo de refracción es igual a la relación de la velocidad V_1 en V_2 de los medios 1 y 2

$$\frac{\text{Sen } \theta_1}{\text{Sen } \theta_2} = \frac{V_1}{V_2}$$

El resultado de esta división, o sea la relación de velocidades, se conoce como índice de refracción relativa es decir -

$$n_{12} = V_1/V_2$$

Cuando el medio 1 es el vacío, éste índice se conoce como de refracción absoluto esto es $n = C/V$.

Si hay dos medios que tienen índices de refracción absoluta n_1 y n_2 , el índice de refracción relativa se calcula de la siguiente manera:

$$n_1 = \frac{C}{V_1} \quad n_2 = \frac{C}{V_2}$$

en donde: C = velocidad de la luz = 3×10^8 m/s por lo tanto el índice de refracción relativa n_{12} en las ondas electromagnéticas será,

$$n_{12} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

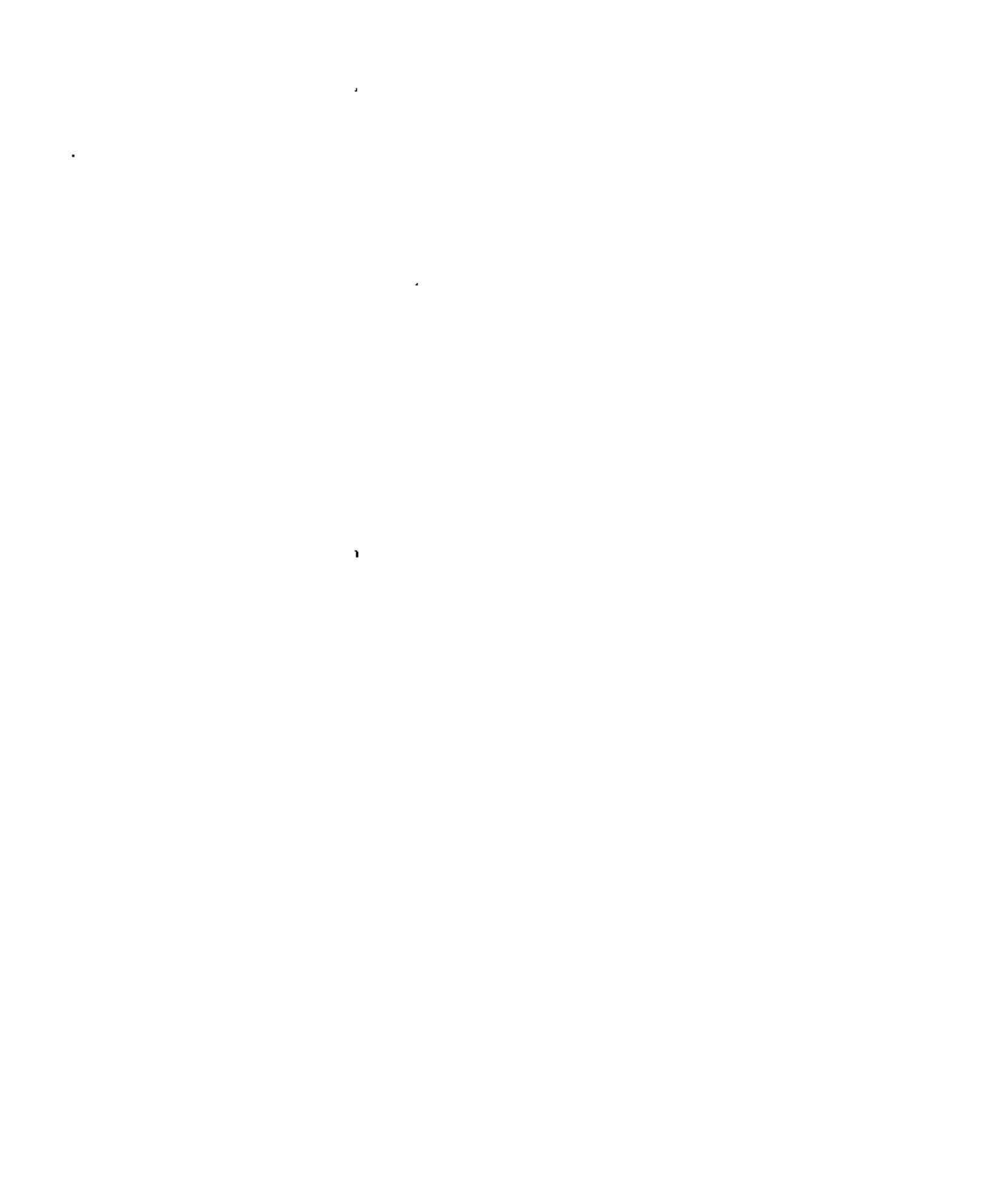
de donde obtenemos que:

$$\frac{\text{Sen } \theta_1}{\text{Sen } \theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

$$n_1 \text{ Sen } \theta_1 = n_2 \text{ Sen } \theta_2$$

2.b.13

Si una onda electromagnética atraviesa medios que se encuentran distribuidos en capas paralelas y cuyo índice de refracción tiene muy poca diferencia entre ellas, la onda se refractará en el límite correspondientes de los diferentes medios, propagándose en forma curva se muestra en la figura 2.b.3



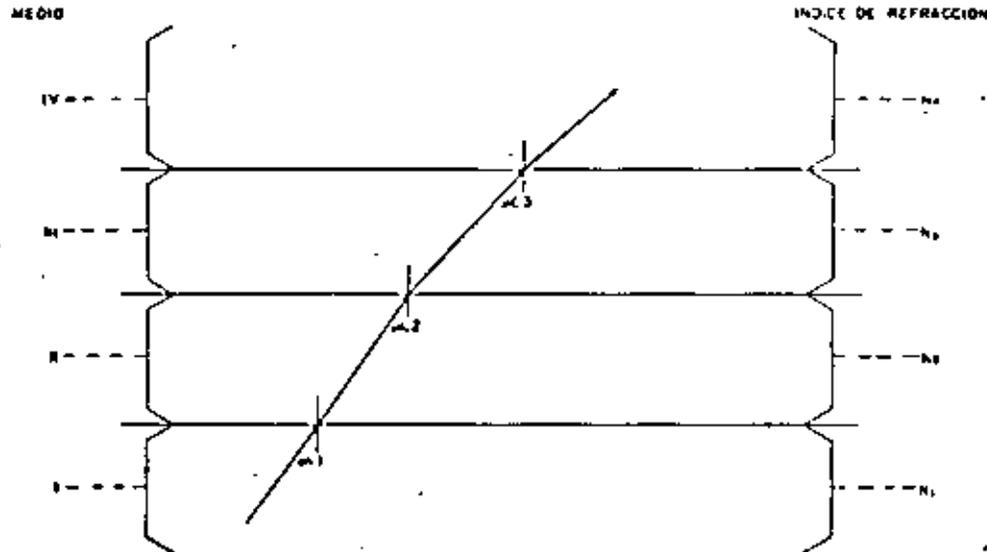


Figura 2.b.3

INDICE DE REFRACCION MODIFICADO

La humedad, la presión y la temperatura de la atmósfera terrestre disminuyen al aumentar la altura sobre el nivel del mar, al igual que el índice de refracción de la atmósfera se reduce; por lo cual, las microondas se propagan en forma curvas descendentes.

Aplicando la Ley de Snell a una atmósfera formada por capas esféricas como se muestra en la figura 2.b.4 tendremos que:

$$n_0 \text{ Sen } \alpha_0 = n_1 \text{ Sen } \alpha_1' \quad 2.b.14$$

$$n_1 \text{ Sen } \alpha_1 = n \text{ Sen } \alpha \quad 2.b.15$$

Para poder combinar estas ecuaciones utilizaremos el triángulo $O P_0 P_1$ mostrado en la figura 2.b.4

De la Ley de los senos:

$$\frac{\text{Sen } (\pi - \alpha_1')}{R_t + h} = \frac{\text{Sen } \alpha}{R_t} \quad 2.b.16$$

pero el $\text{sen } (\pi - \alpha_1') = \text{Sen } (\alpha_1')$, de manera que la ecuación (2.b.16) se convierte en:

$$\frac{\text{Sen } \alpha_1'}{R_t + h} = \frac{\text{Sen } \alpha}{R_t}$$

$$R_t \text{ Sen } \alpha_1' = (R_t + h) \text{ Sen } \alpha \quad 2.b.17$$

Ahora multiplicando a las ecuaciones 2.b.14 y 2.b.15 por R_t y R_t+h respectivamente, tendremos que:

$$R_t n_0 \text{ Sen } \alpha_0 = R_t n_1 \text{ Sen } \alpha_1' \quad 2.b.18$$

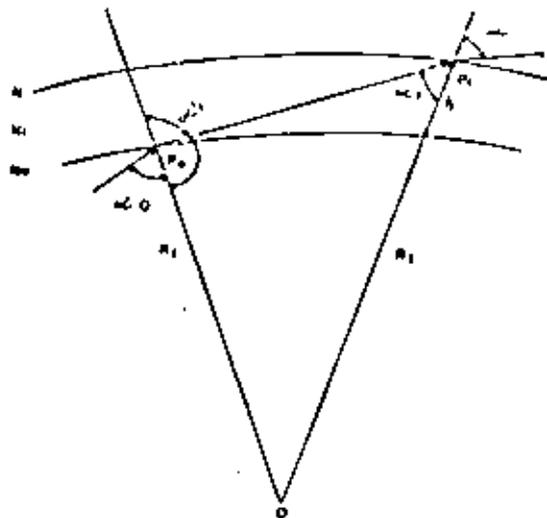


Fig. 2.b.4

$$(R_t + h) n_1 \text{ Sen } \alpha_1 = (R_t + h) n \text{ Sen } \alpha \quad 2.b.19$$

Si multiplicamos 2.b.17 por n_1 obtendremos el término de la izquierda de 2.b.19 que a su vez es igual el término de la derecha.

De la ecuación (2.b.17) observamos que el término de la derecha de la ecuación (2.b.18) es igual al término de la izquierda de la ecuación (2.b.19), por lo que podemos combinar las ecuaciones (2.b.18) y (2.b.19) en una sola expresión.

$$R_t n_0 \text{ Sen } \alpha_0 = (R_t + h) n \text{ Sen } \alpha \quad 2.b.20$$

En donde:

R_t = Radio real de la tierra

n_0 = índice de refracción al nivel del mar

h = altura relativa

n = índice de refracción para la altura h

$(R_t + h)$ = Radio de la capa atmosférica a una altura h -

De la expresión anterior tenemos que:

$$n_0 \text{ Sen } \alpha_0 = n \left(1 + \frac{h}{R_t} \right) \text{ Sen } \alpha \quad 2.b.21$$

Si comparamos esta expresión con la Ley de Snell, aplicada a medios formados por capas planas, donde:

$$n_0 \text{Sen } \alpha_0 = n \text{ Sen } \alpha$$

podemos observar que en la fórmula de las capas esféricas usamos

$$n \left(1 + \frac{h}{R_t} \right) \text{ en lugar de } n.$$

Al término $n \left(1 + \frac{h}{R_t} \right)$ se le conoce como índice de refracción modificado (N).

$$N = n \left(1 + \frac{h}{R_t} \right)$$

Puesto que en la atmósfera $n \approx 1$ la expresión anterior puede ser:

$$N = n \left(1 + \frac{h}{R_t} \right) = n + \frac{h}{R_t}$$

En experimentos previamente llevados a cabo, se ha llegado a la conclusión de que el índice de refracción de la atmósfera en la tropósfera en función de los tres elementos atmosféricos: Presión, Temperatura y Humedad esta dado aproximadamente por la siguiente fórmula empírica:

$$n = 1 + \frac{A}{P} \left(P + \frac{Bp}{T} \right) \times 10^{-6} \quad (2)$$

en donde:

P = Presión atmosférica en mb.

1mm Hg = 1333 mb.



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

PLANES DE FRECUENCIA

M. EN C. SALVADOR LANDEROS AYALA

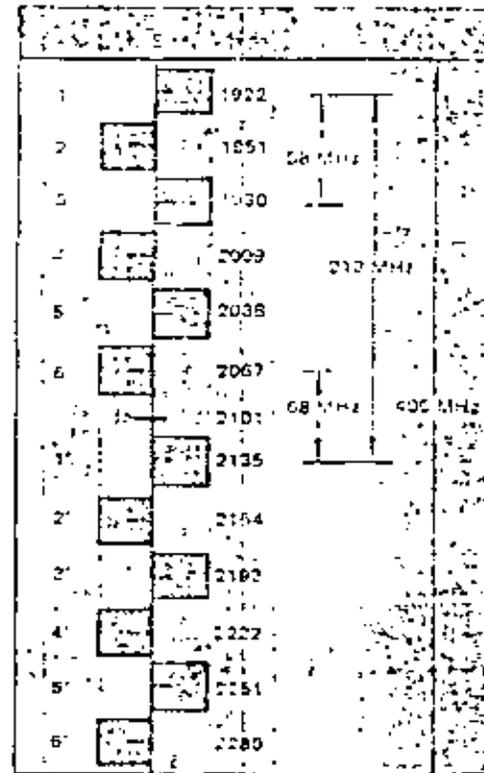
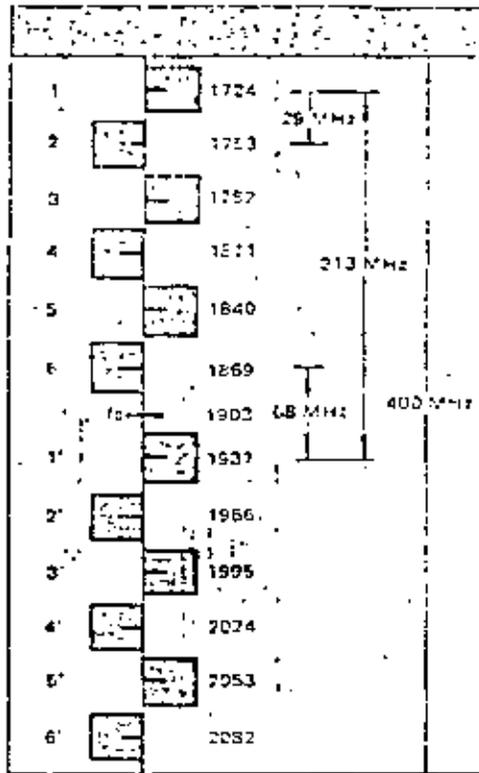
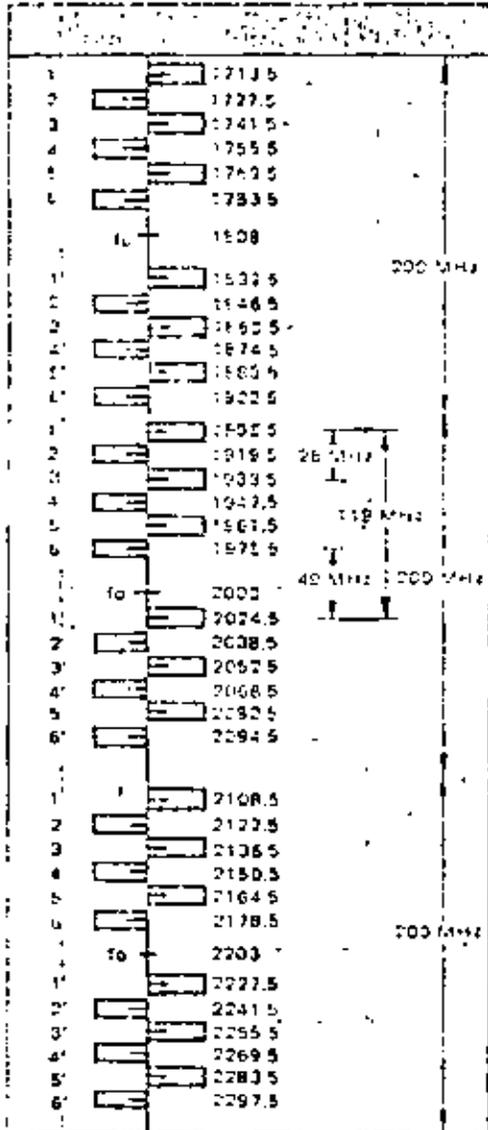
DICIEMBRE, 1981



Disposición de Radio-Frecuencia

Banda de 2 GHz
 Rec. 282.2 del CCIR
 de 60 a 300 Canales

Banda de 2 GHz
 Rec. 382.2 del CCIR
 de 600 a 1800 Canales

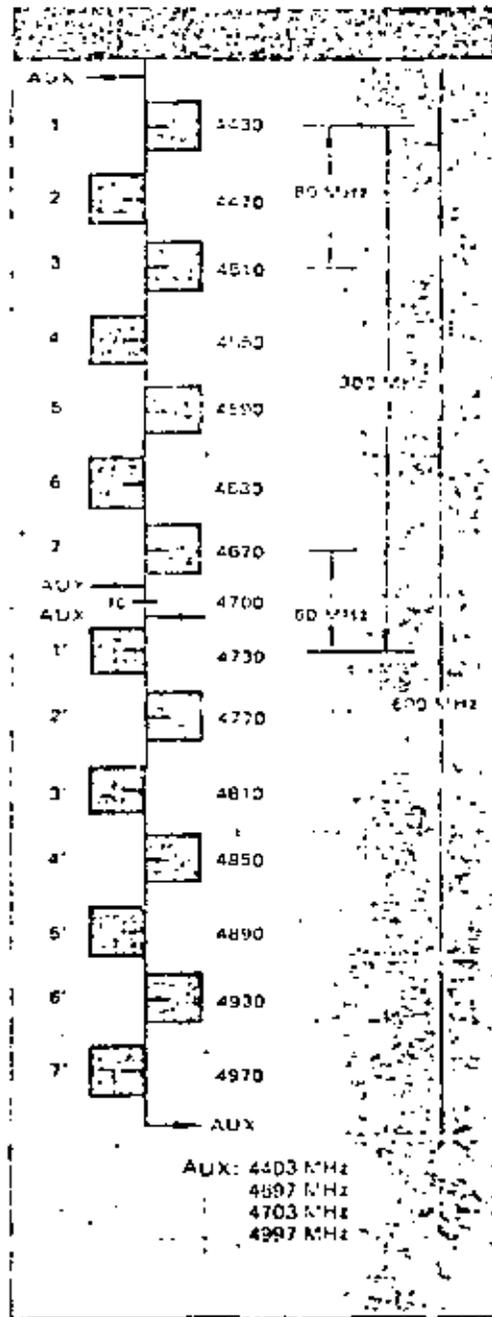
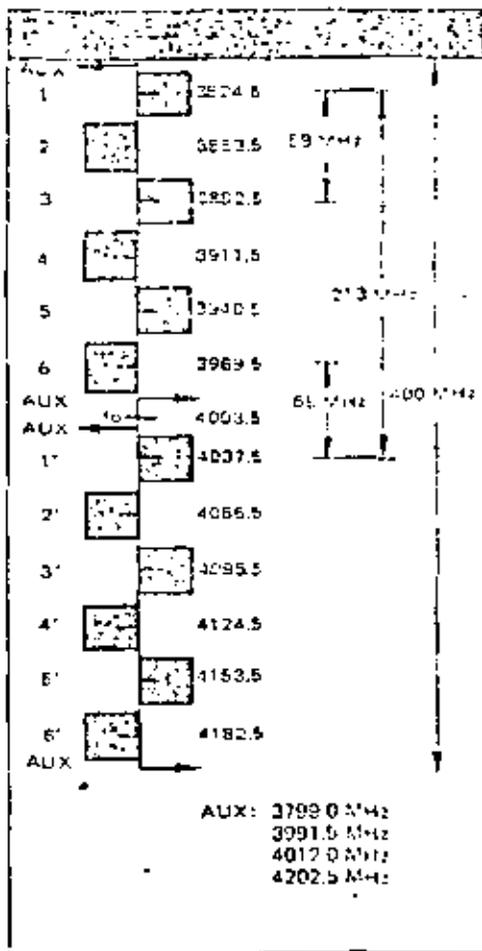
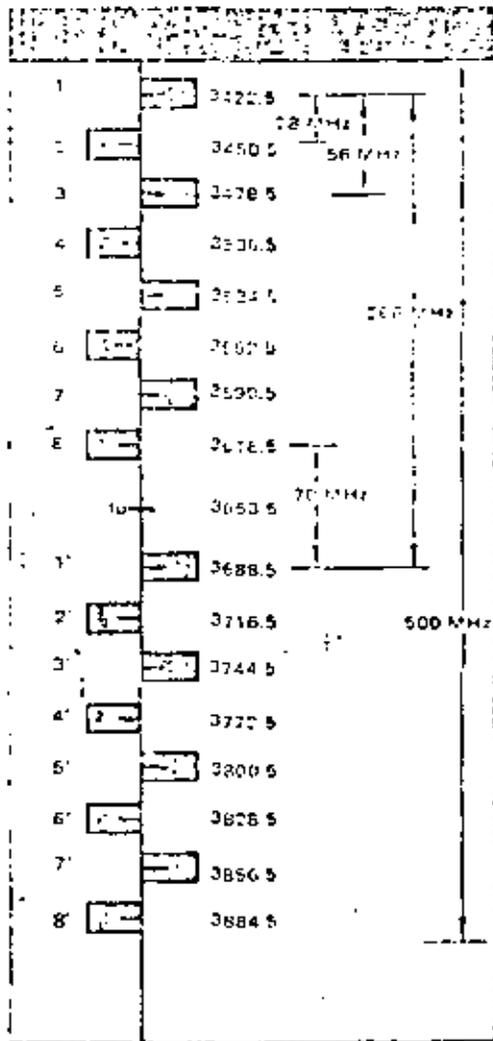


Disposición de Radio-Frecuencia

Banda de 4 GHz
Standard OIRT-2
hasta 1800 Canales

Banda de 4 GHz
Rec. 382 2 del CCIR
de 600 a 1800 Canales
Rec. 389 2 del CCIR
Canal AUX

Banda de 5 GHz
Standard del Japon
2700 Canales



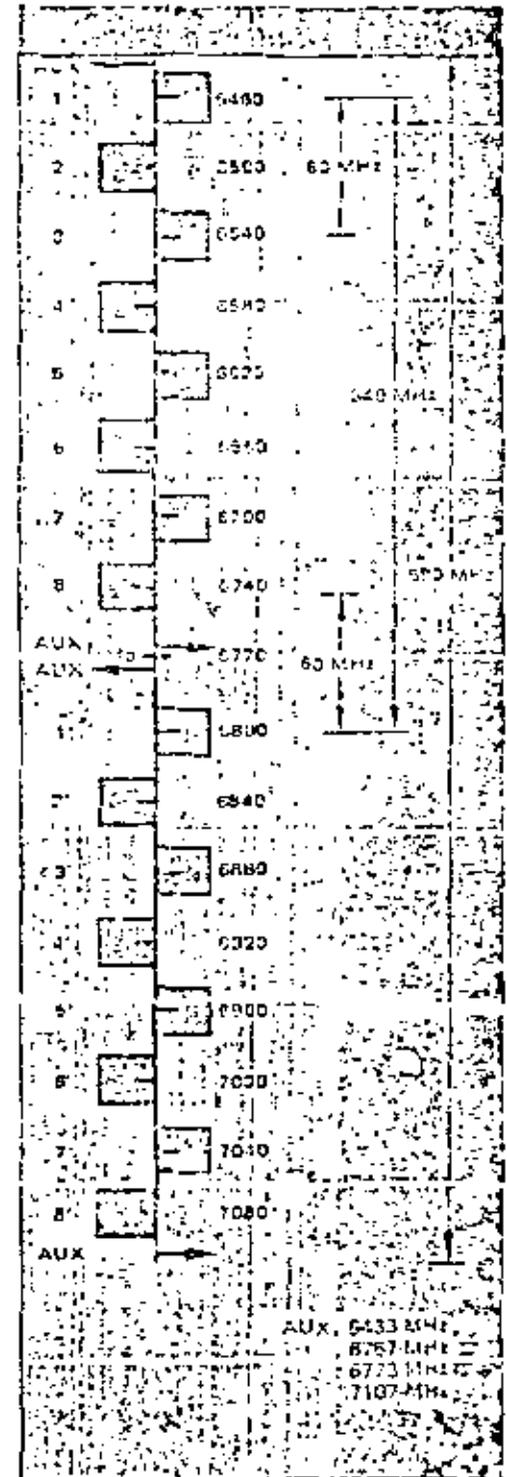
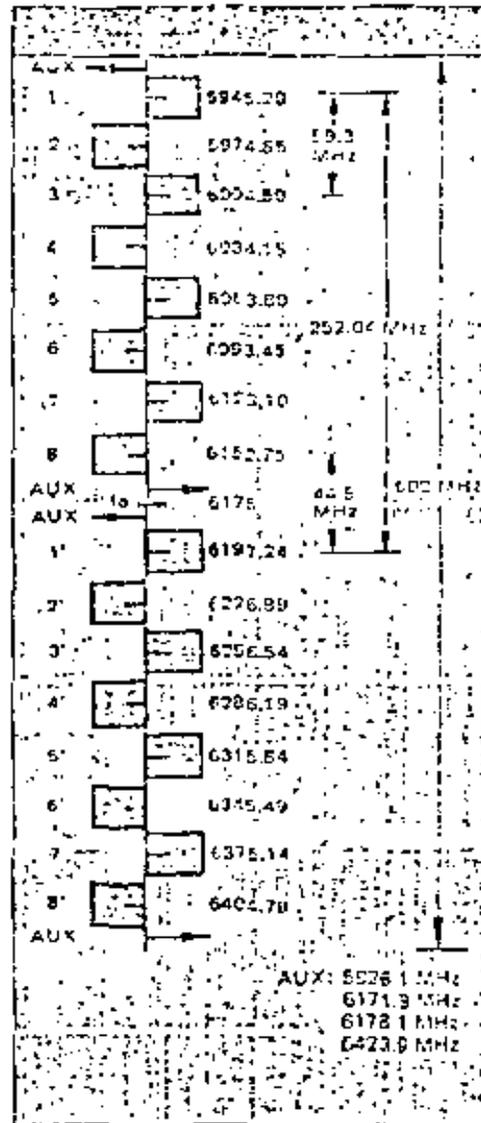
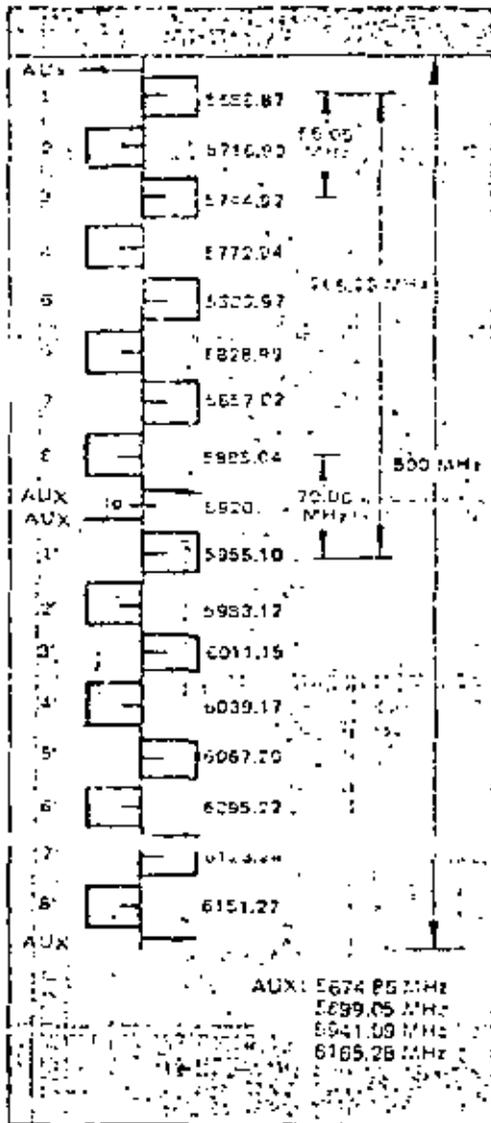


Disposición de Radio-Frecuencia

Banda de 6 GHz
 Rec. 383-1 del CCIR
 1800 Canales
 Canal AUX

Banda de 6 GHz
 Rec. 383-2 del CCIR
 1800 Canales
 Rec. 389-2 del CCIR
 Canal AUX

Banda de 6 GHz
 Rec. 384-2 del CCIR
 2700 Canales hasta 1000 Canales
 Rec. 387-2 del CCIR
 Canal AUX



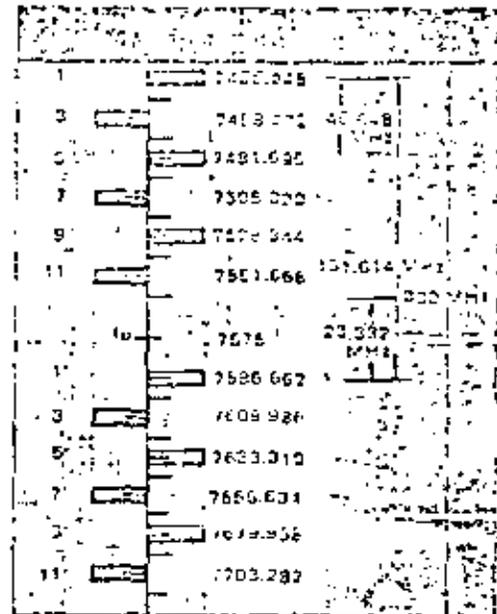
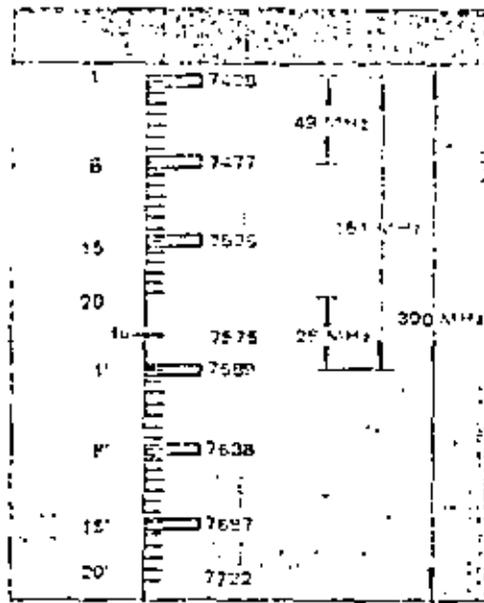
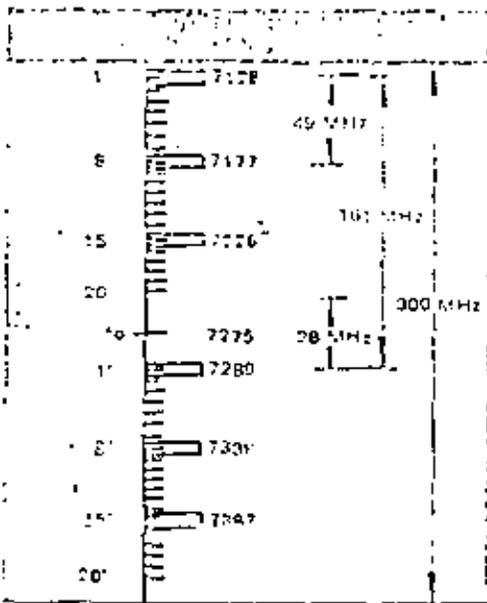
* La disposición de Frecuencia tiene separación de 20 MHz entre canales en la Banda 2 de la Rec. 384-2 del CCIR, para permitir canales para 1800 canales de 100 MHz.

Disposición de Radio-Frecuencia

Banda de 7 GHz
 Rec. 385 del CCIR
 Standard CONTEL
 de 60 a 300 Canales

Banda de 7 GHz
 Rec. 385 del CCIR
 de 60 a 300 Canales

Banda de 7 GHz
 Standard CONTEL
 960 Canales



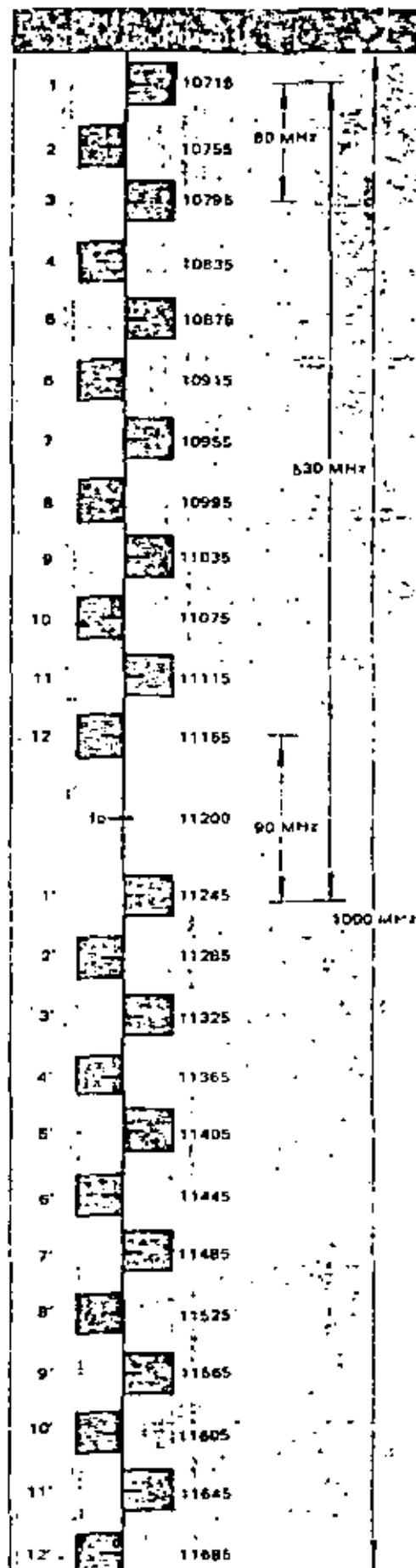
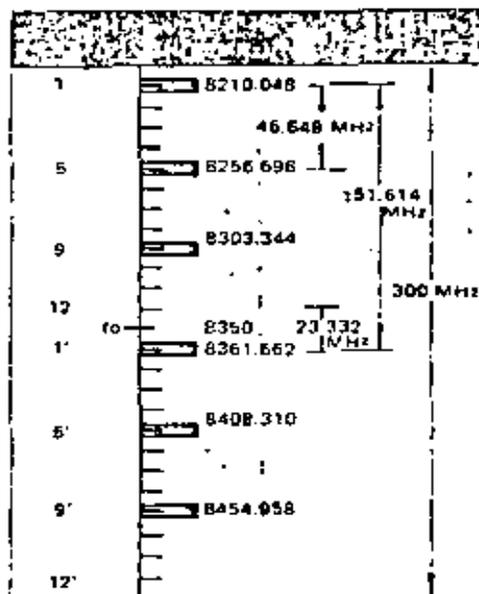
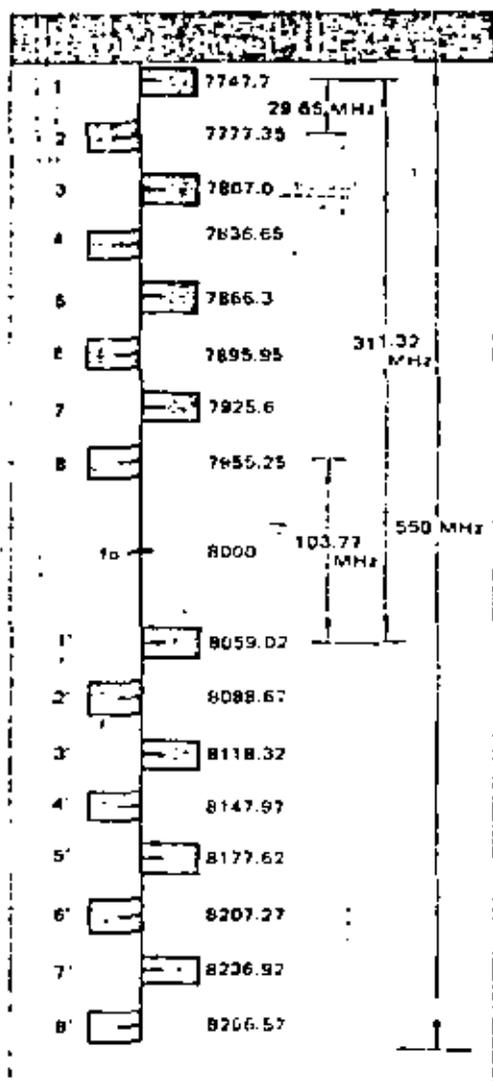


Disposición de Radio-Frecuencia

Banda de 11 GHz
 Rec. 387.2 del CCIR
 de 500 a 1800 Canales
 Rec. 389.2 del CCIR
 Canal AUX

Banda de 8 GHz
 Rec. 386-1 ANEXO
 del CCIR
 1800 Canales

Banda de 8 GHz
 Rec. 386-1 del CCIR
 960 Canales





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

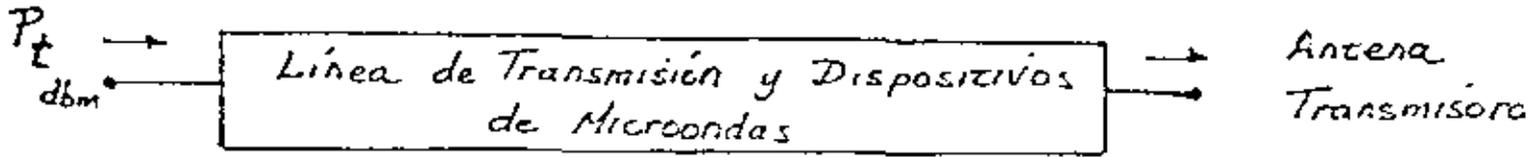
TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

RADIACION EN EL ESPACIO LIBRE

M. EN C. SALVADOR LANDEROS AYALA

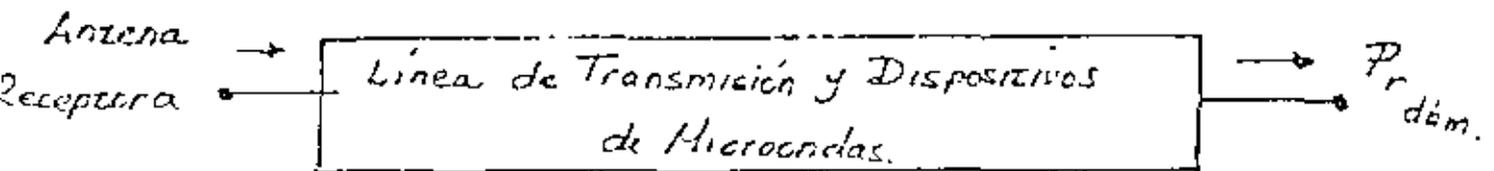
DICIEMBRE, 1981

ETAPA TRANSMISORA



$$\text{atenuación} \rightarrow L_{t, \text{db}} = L_{l.t., \text{db}} + L_{d.m., \text{db}}$$

ETAPA RECEPTORA

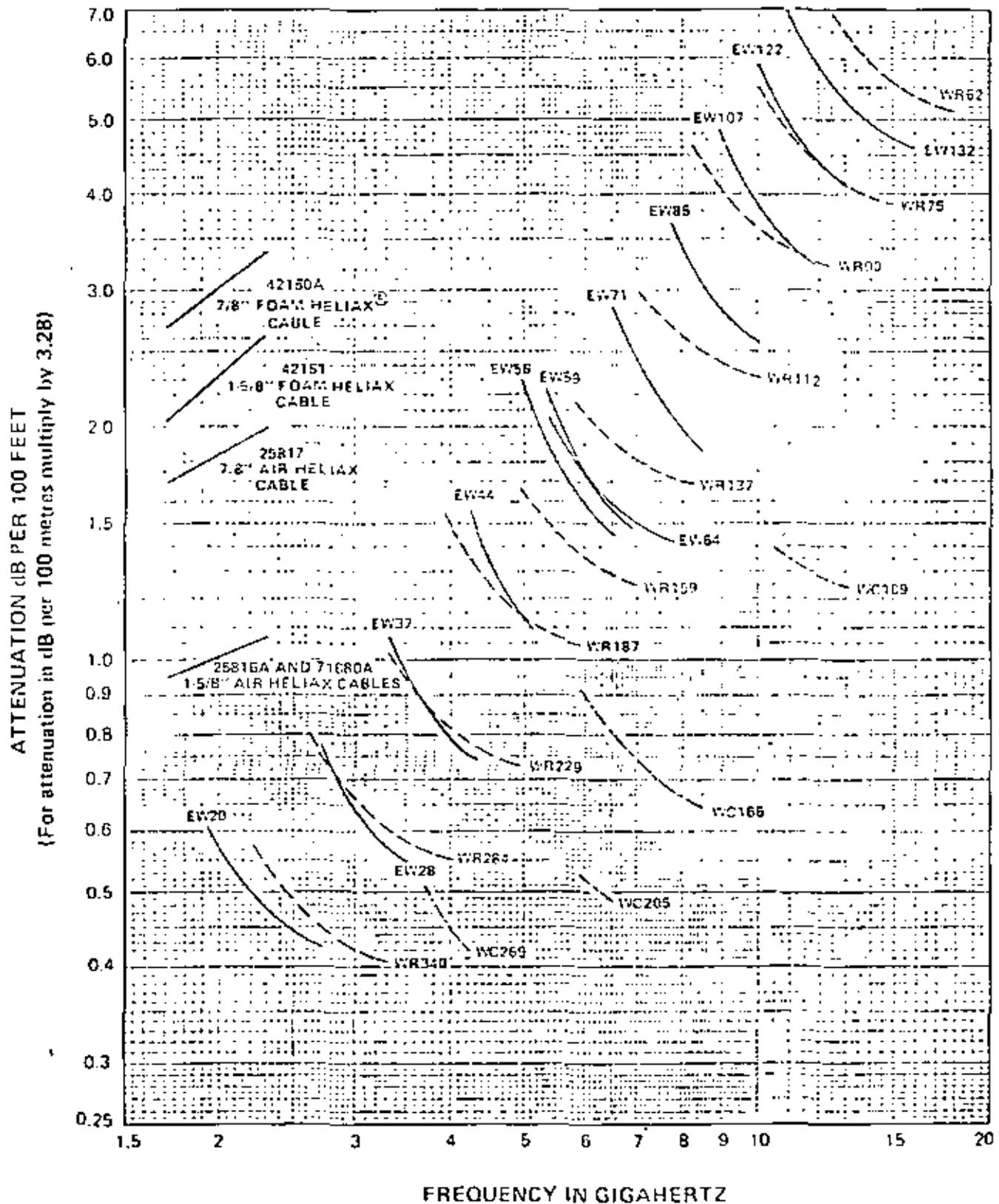


$$\text{atenuación} \rightarrow L_{r, \text{db}} = L_{l.t., \text{db}} + L_{d.m., \text{db}}$$

PARAMETROS BÁSICOS DE LAS ANTENAS

- a) La impedancia de entrada
- b) La eficiencia de radiación
- c) El patrón de radiación
- d) La directividad
- e) La ganancia de la antena
- f) El área efectiva
- g) La polarización.

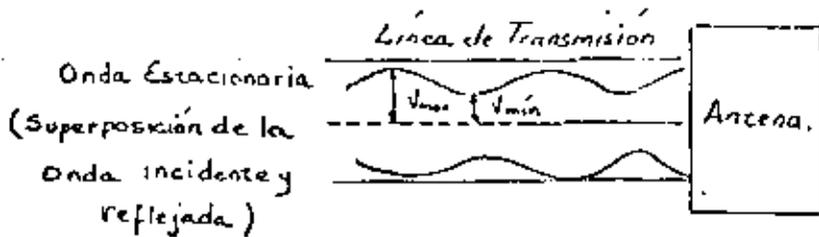
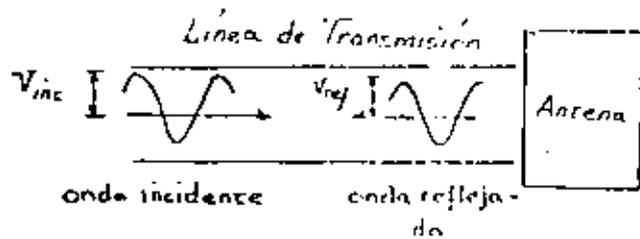
MICROWAVE WAVEGUIDE AND CABLE ATTENUATION



Attenuation curves based on:
 VSWR 1.0
 Ambient Temperature 24° C (75° F)

Attenuation curves are guaranteed within ± 5%,
 except Types 42150A and 42151 within ± 10%.

IMPEDANCIA DE ENTRADA



Relación de Onda Estacionaria

$$S.W.R. = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V_{inc}| + |V_{refl}|}{|V_{inc}| - |V_{refl}|}$$

Coefficiente de Reflexión (magnitud)

$$\rho = \frac{V_{ref}}{V_{inc}}$$

$$\rho^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}}$$

$$\rho = \frac{S.W.R. - 1}{S.W.R. + 1}$$

P_{ref} - Potencia Reflejada
 P_{inc} - Potencia Incidente.

Pérdida de Retorno

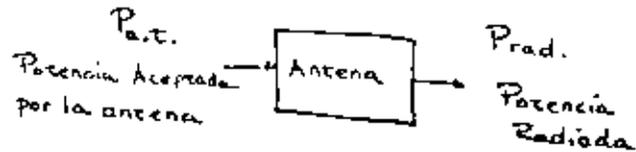
$$P_{db} = 10 \log_{10} \rho$$

$1 \leq S.W.R. < \infty$ Cuando no hay reflexión. Hay acoplamiento de impedancias
 $0 \leq \rho \leq 1$ Cuando la reflexión es total

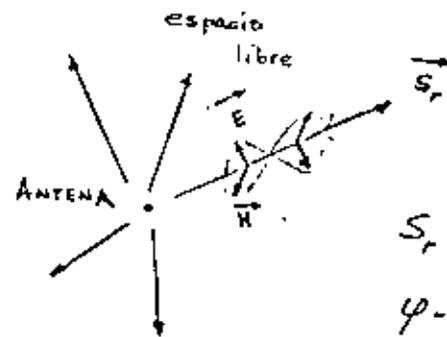
EFICIENCIA DE RADIACIÓN

$$K = \frac{P_{rad}}{P_{a.t.}} \quad - (4.6)$$

$$P_{a.t.} = P_{rad} + P_{disipada} \quad - (4.7)$$



INTENSIDAD DE RADIACIÓN



VECTOR DE POYNTING
 $\vec{S}_r = \vec{E} \times \vec{H}$

$$S_r = E H \sin \varphi$$

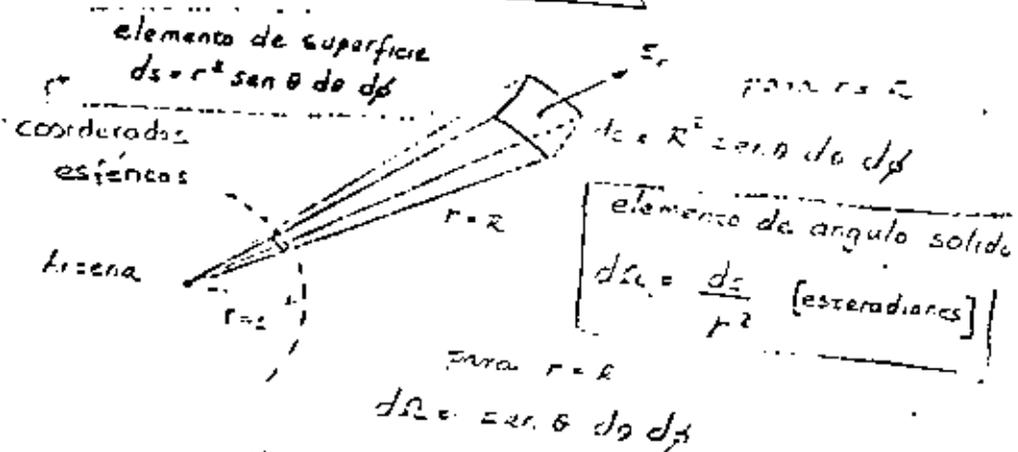
φ - ángulo entre \vec{E} y \vec{H}
 $\varphi = 90^\circ$

$$S_r = E H \sin 90^\circ = E H$$

$$\text{Como } \frac{E}{H} = \eta_0 \Rightarrow H = \frac{E}{\eta_0}$$

$$S_r = E H = E \frac{E}{\eta_0}$$

$$S_r = \frac{E^2}{\eta_0} \left[\frac{\text{Watts}}{\text{m}^2} \right] \quad (4.8)$$



y es equivalente al área interceptada por el cono en una esfera de radio unitario ($r=1$).

El ángulo sólido total obtenido al girar el cono en todas las direcciones es igual a 4π esteradianes.

$$S_r = \frac{\text{Potencia en una línea dada } (\theta, \phi)}{ds}$$

$$\text{Intensidad de Radiación} = r^2 S_r = \frac{r^2 \text{ Potencia en una dirección dada}}{ds}$$

$$\text{Intensidad de Radiación} = V(\theta, \phi) = r^2 S_r = \frac{\text{Potencia}}{d\Omega}$$

$$(4.9) \quad V(\theta, \phi) = r^2 S_r = \frac{r^2 E^2}{\eta_0} \frac{\text{Watts}}{\text{esteradianes}}$$

$$(4.10) \quad P_{\text{rad}} = \iint V(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{Watts}$$

$$(4.11) \quad V_0 = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} \quad \text{Intensidad de Radiación Media}$$

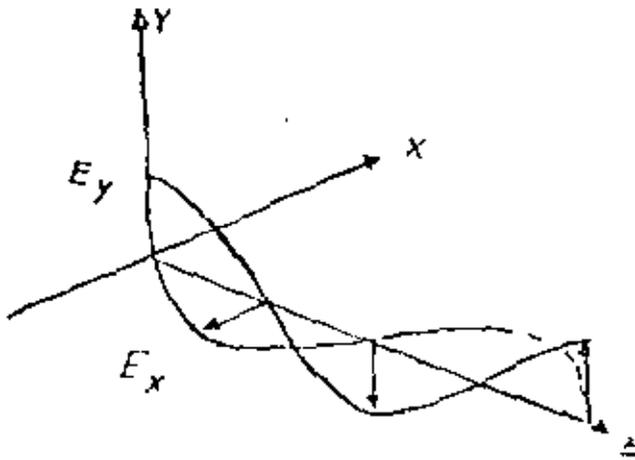
Ver figura 4.4 - Patrón de Intensidad de Radiación

Ver figura 4.5 - Patrones de Radiación

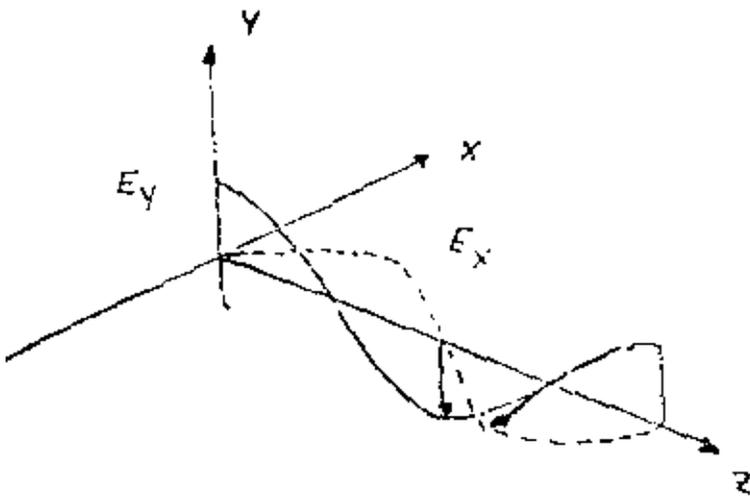


Polarización

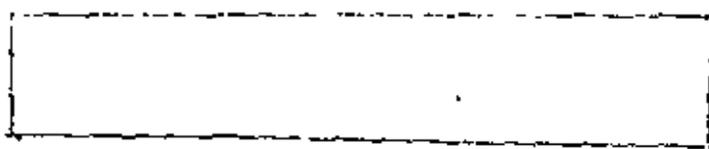
Ver fig. 4.8



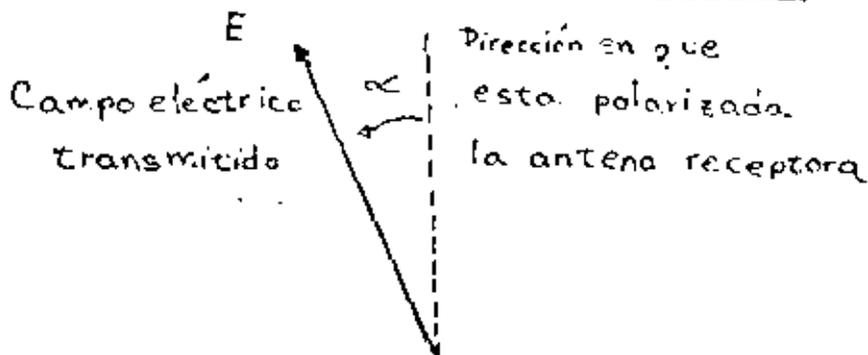
Polarización Circular
Derecha



Polarización Circular
Izquierda



— (4.36)





5.925-6.425 GHz ANTENNAS

All antennas listed below are center-fed and have continuous polarization adjustment. Feeds are pressurizable to 10 lb/sq in. (0.7 kg/sq cm). Feed guy wires are included. VSWR of 1.04 is available on special order for UHX^{10-59D} antennas of 8 feet in diameter and larger.



UHX^{10-59D} Antenna



Feed for PXL8-59D Antenna

Ganancia en db
con respecto a una
antena isotropica.

Parte baja de la banda
" media de la banda
" superior de la banda

Ancho del haz en grados.

Relación Frontal- Trasera

Relación de
Onda Estacionaria

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

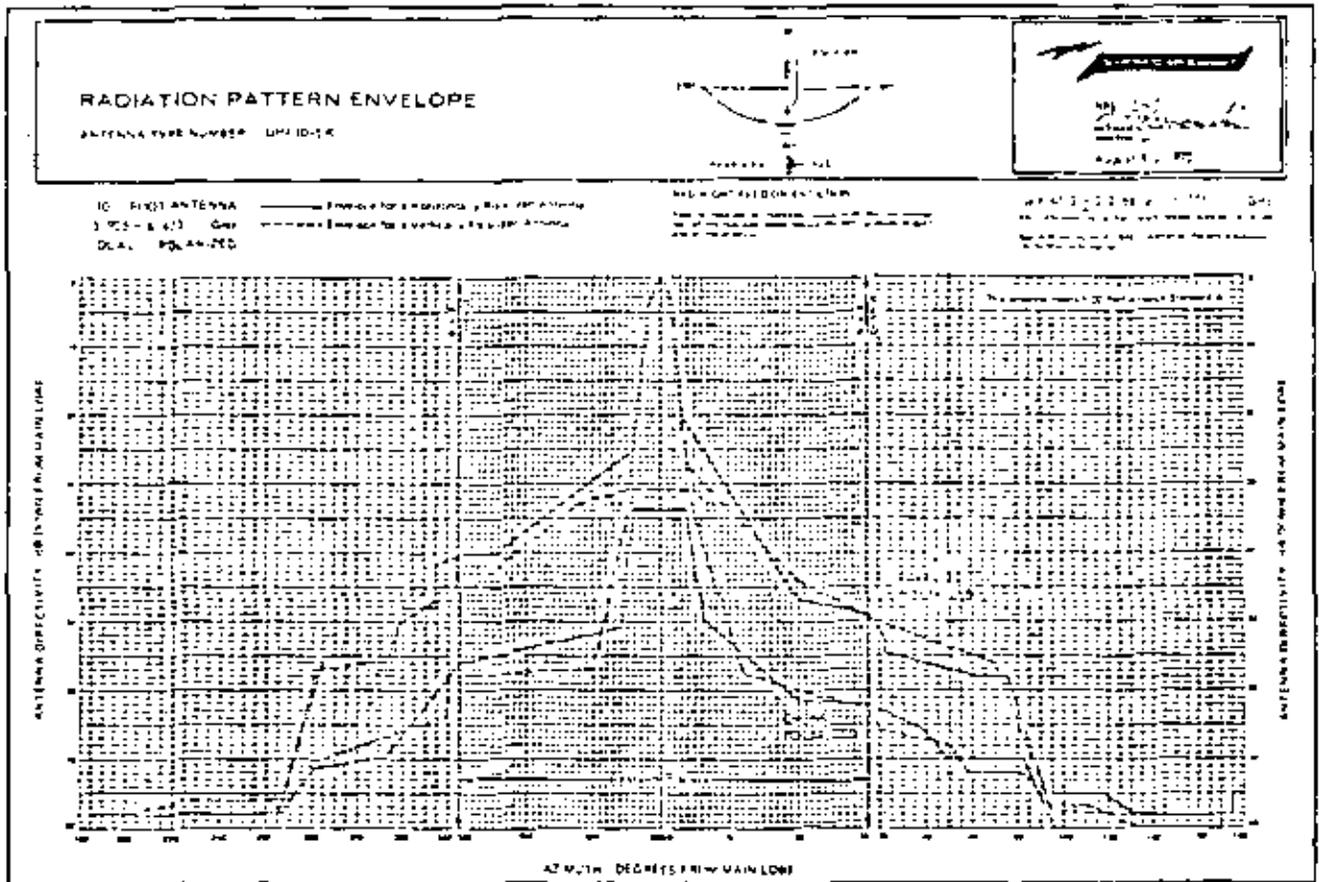
Frequency, GHz and Type	Type Number	Diameter Feet	Gain, dBi			Beamwidth Degrees	Front-to Back Ratio, dB	VSWR Maximum
			Bottom	Mid-Band	Top			
LOW VSWR STANDARD ANTENNAS								
5.925 - 6.425 Single Polarized	PL6-59C	6	38.4	38.9	39.4	1.8	46	1.06
	PL8-59C	8	41.1	41.5	41.9	1.4	48	1.04
	PL10-59C	10	42.9	43.3	43.6	1.1	51	1.04
	PL12-59E	12	44.7	45.0	45.2	0.9	52	1.04
	PL15-59D	15	46.1	46.4	46.8	0.8	53	1.04
5.925 - 6.425 Dual Polarized	PXL6-59D	6	38.4	38.8	39.1	1.8	46	1.07
	PXL8-59D	8	40.9	41.3	41.6	1.4	48	1.06
	PXL10-59D	10	42.7	43.1	43.5	1.1	49	1.06
	PXL12-59F	12	44.4	44.8	45.2	0.9	53	1.06
	PXL15-59E	15	46.1	46.4	46.8	0.8	54	1.06

ULTRA HIGH PERFORMANCE ANTENNAS

5.925 - 6.425 Dual Polarized	UHX6-59C	6	38.4	38.8	39.1	1.8	73	1.06
	UHX8-59D	8	40.9	41.3	41.6	1.4	75	1.06*
	UHX10-59D	10	42.9	43.2	43.6	1.1	75	1.06*
	UHX12-59E	12	44.4	44.8	45.2	0.9	75	1.06*
	UHX15-59D	15	46.1	46.4	46.8	0.8	75	1.06*

*VSWR of 1.04 is available on special order.





Patrones de Radiación para una Antena.

- Polarización Horizontal
- Polarización Vertical

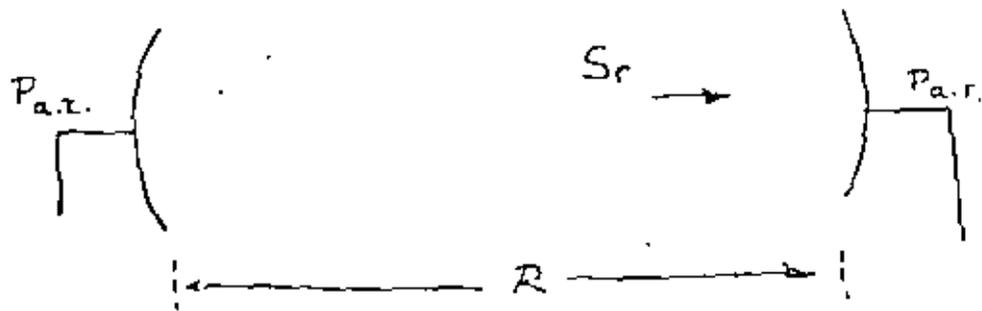
Antena de Doble Polarización



ATENUACION

Antena Transmisora

Antena Receptora



Si ambas antenas están alineadas en sus direcciones de máxima ganancia y tienen la misma polarización.

* De la ec. (4.27)

$$S_r(\theta, \phi)_{\max} = \left[\frac{P_{a.t.}}{4\pi R^2} \right] G_T$$

* De la ec. (4.34)

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$$

* De la ec. (4.30)

$$P_{a.r.} = S_r(\theta, \phi) A_e = \left[\frac{P_{a.t.}}{4\pi R^2} \right] G_T \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$$

$$P_{a.r.} = P_{a.t.} \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 G_T G_R \quad - (4.42)$$



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

TELECOMUNICACIONES, VIA MICROONDAS

INGENIERIA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS
SISTEMAS DE MICROONDAS PCM

Ing Salvador Landeros Ayala

Noviembre, 1981



.



.

INGENIERIA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS

SISTEMAS DE MICROONDAS PCM

INTRODUCCION:

El sistema de modulación por pulso codificado PCM, fué inventado por Mr. Reeves en 1937, y se prevé que será el nuevo sistema de transmisión que reunirá los requisitos de expansión cualitativos y cuantitativos de los servicios de Telecomunicaciones del futuro.

Un sistema PCM por cable que puede transmitir 24 canales Tf. bajo la forma de un tren de pulsos PCM, por un cable par simétrico, ya está siendo usado para el servicio de comunicación pública en varios países.

Hoy en día se está procediendo a investigar con más intensidad la gran capacidad de los sistemas PCM.

Una prueba de transmisión PCM sobre un circuito de radio fué iniciado por los laboratorios Telefónicos BELL en U.S.A. en 1947, con el sistema experimental 12 CH PCM. El hecho de que éste sistema no fué desarrollado inmediatamente, contribuyó a la prosperidad del sistema de microondas PCM-FM (Múltiplex por división de frecuencia-Modulación de frecuencia) en todo el mundo. Mas tarde con los adelantos de la técnica PCM que tomaron forma en un sistema práctico, la investigación y desarrollo del sistema PCM de microondas fué desarrollado activamente. En los últimos años en Japón se llevo a cabo la investigación del sistema y el desarrollo del circuito, progresando el equipo repetidor.

En consecuencia, hoy en día se utiliza un sistema PCM de microondas para la comunicación pública. Este apunte describe los problemas fundamentales del transporte de pulsos, fabricación de sistemas repetidores y una descripción del sistema PCM de 2 CH.

CARACTERISTICAS DEL SISTEMA DE MICROONDAS PCM:

Las ventajas del sistema de microondas PCM comparado con el sistema de FM son las siguientes:

- 1) Primero es un problema de economía. El equipo terminal PCM se traduce en una considerable reducción de costos debido a la ausencia de filtros caros que son necesarios para el equipo terminal FM. La reducción de los costos del equipo terminal contribuye en gran parte en la economía del sistema, por que el costo por cada canal en un enlace, excepto para el equipo terminal, fué reducido recientemente debido a las técnicas de estado sólido. Además el sistema PCM requiere menos potencia de transmisión comparado con el sistema FM, de manera que la economía de equipos es fácilmente obtenible, incluyendo el efecto indirecto del bajo consumo de potencia y dimensiones reducidas.
- 2) El repetidor regenerativo permite la alta calidad de la transmisión. En un sistema FM, el ruido térmico, ruido de intermodulación y ruido de interferencia generado en todo el circuito de transmisión afectan en forma conjunta al ruido del canal vocal. Mientras que en un sistema PCM en el cual los errores de bit generados por la degradación del circuito dan un ruido click al canal vocal, el código regenerativo en la estación repetidora intermedia elimina el ruido y la distorsión producida en cada sección repetidora, por lo que no existe sumatoria de ruido en el enlace total, excepto por el leve efecto de los errores de bit causados por los regeneradores.

1.- INTRODUCCION:

Los sistemas de microondas existentes están mayoritariamente basados en sistemas FDM - FM donde una onda es modulada en frecuencia por una señal múltiplex a división de frecuencia. Sin embargo, recientes desarrollos de técnicas de pulsos han permitido la transmisión de señales PCM en microondas.

Como los principios básicos del PCM son ampliamente conocidos, conviene pasar directamente a enumerar algunas características útiles de los radios digitales para la futura expansión de las redes de microondas.

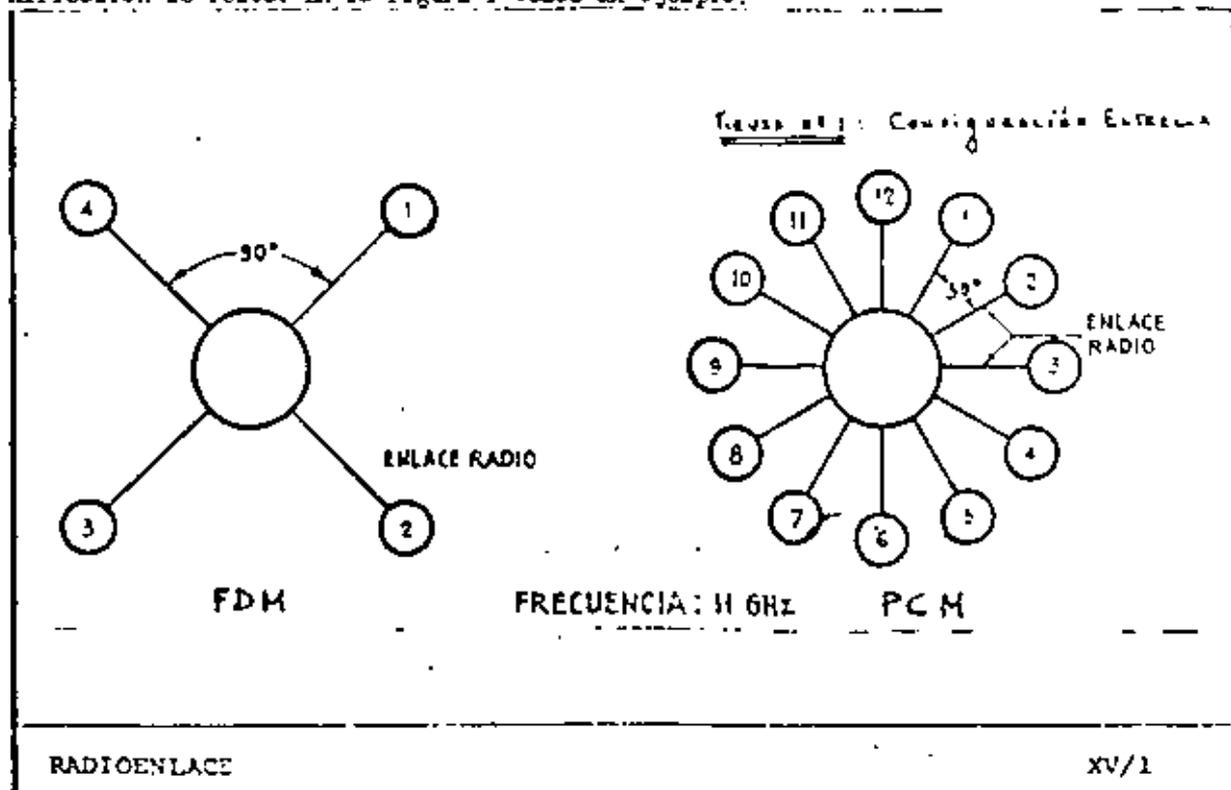
a) El sistema PCM reduce el costo del equipo terminal debido a que no utiliza los filtros de alto costo necesarios para un terminal FM.

b) El sistema PCM consigue una alta calidad de información debido a los repetidores regeneradores, los cuales al regenerar los pulsos eliminan el ruido y la distorsión generada en cada sección repetidora.

c) El sistema PCM es adecuado no solo para transmisión telefónica sino también para otras señales incluyendo datos y TV porque el multiplexado es fácil y eficiente.

d) El sistema de radio PCM requiere menos potencia de transmisión que el sistema de radio FM.

e) El radio PCM es mas favorable desde el punto de vista de radio-interferencia. El efecto sobre otros radios es pequeño debido a la baja potencia de transmisión, mientras que es relativamente inmune a interferencias de otros radios - debido a su concepción. Como resultado, múltiples rutas en diferentes direcciones desde una localidad pueden ser establecidas, obteniéndose por ello gran flexibilidad en la planificación de redes. En la figura 1 vemos un ejemplo:

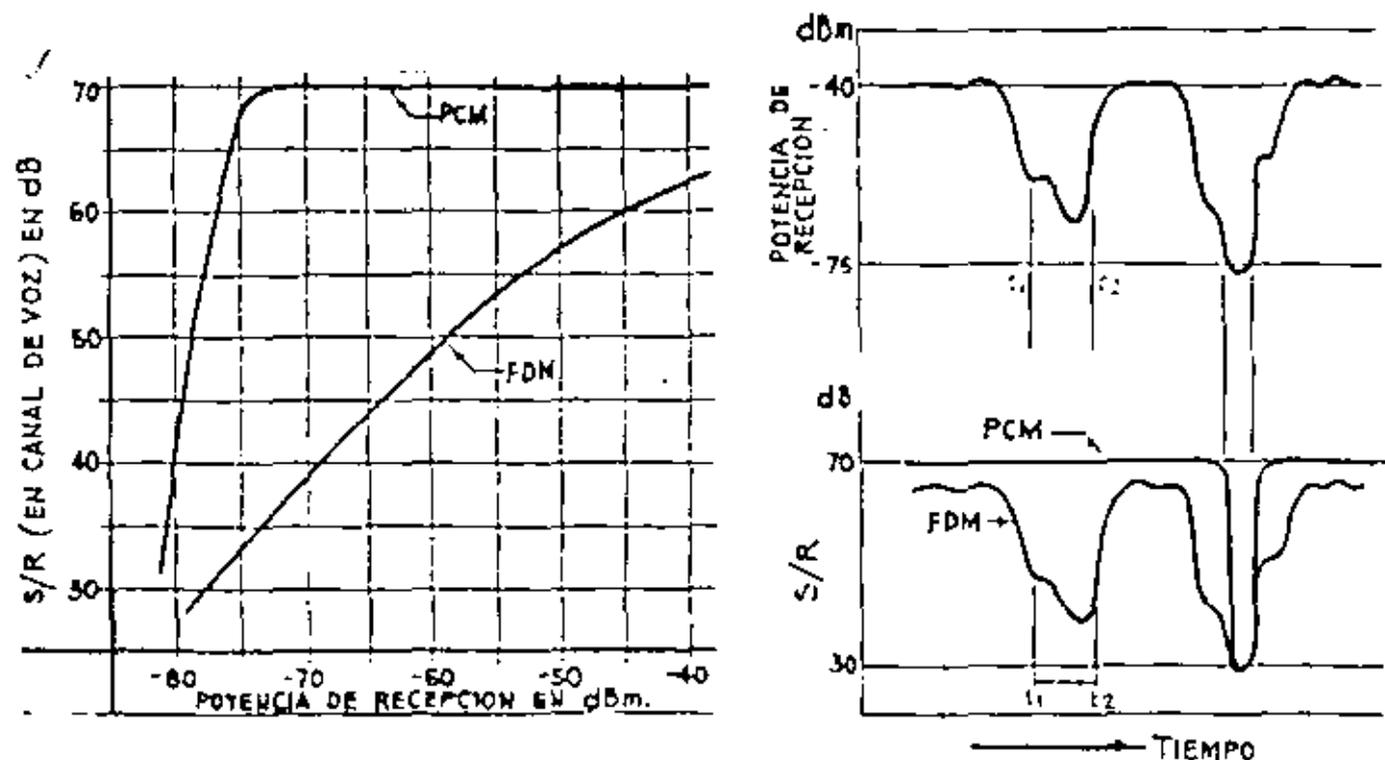


En esta figura se ve una red estrella donde PCM se conectan doce estaciones en un mismo lugar geográfico mientras que en FDM se pueden ligar cuatro enlaces para la misma situación. En esta configuración se supone la utilización de una antena de 3,3 metros de diámetro. Si se utiliza una antena más grande o una antena de alta directividad, el número de enlaces en ambos sistemas puede aumentarse pero con PCM se sigue manteniendo el uso más efectivo de la frecuencia elegida.

Un aspecto desfavorable será el ancho de banda necesario, que sin embargo es obviado con éxito mediante el uso de varias técnicas. Una de ellas es el método de modulación multifase. Por ejemplo, la modulación PSK de cuatro fases, la cual permite transmitir el doble de información en la misma banda que el sistema PSK de dos fases. Además se puede utilizar polarización vertical y horizontal para la misma frecuencia para canales de radio independientes; esto se basa en la característica de PCM de inmunidad a las interferencias. También es posible con PCM una abrupta limitación del espectro de radiación comparativamente con el uso de FDM.

f) La característica de $S/R = f(P_r)$ en PCM otorga una ventaja en comparación con FDM. La figura N° 2 muestra ambas características para equipos promedio.

De la misma es evidente que para una gama amplia de variación de P_r la S/R en PCM permanece constante mientras que en FDM sigue la misma variación. Lo expresado se muestra en la figura n° 3.





2.- METODO DE CALCULO DE UN RADIOENLACE DIGITAL

Los pasos a seguir en el proyecto de un radioenlace digital son parecidos a los utilizados para un radioenlace analógico excepto para algunos parámetros, los cuales se basan en conceptos diferentes como por ejemplo "Tasa de Error" en lugar de P_M , umbral en PCM o datos en lugar de umbral para FM, atenuación por lluvia adicionada a la atenuación considerada para las frecuencias utilizadas en radios analógicos.

El procedimiento que se propone conduce a una implementación cuyos objetivos son:

- a) Calidad (máxima tasa de error permitida)
- b) Distancia entre estaciones.
- c) Confiabilidad

1.- CASO DE UN SOLO SALTO RADIOELECTRICO

El objetivo de calidad establecido, en función de la información a cursar, se expresa como tasa de error de bit (TEB) (en inglés bit error rate BER), o simplemente E.

En casos de transmitir datos un valor máximo de E es de 10^{-4} mientras que para voz 10^{-3} es todavía aceptable. El CCIR con Recomendación N° 378 ha definido "relación señal a ruido normalizada" como:

$$(S/R) \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R}{K T F B} = (P_R) \text{ dB}_m - (F) \text{ dB} - (K T B) \text{ dB}_m \quad (1)$$

Donde:

- P_R : Potencia de entrada al receptor en μW .
- K : Constante de Boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23}$ Joule/ Kelvin.
- T : Temperatura absoluta en grados Kelvin.
- F : Número de ruido del receptor
- B : Ancho de banda igual a la velocidad en bits/seg.

La relación entre S/R y E se expresa gráficamente en la figura N° 4.

PROBABILIDAD DE ERROR

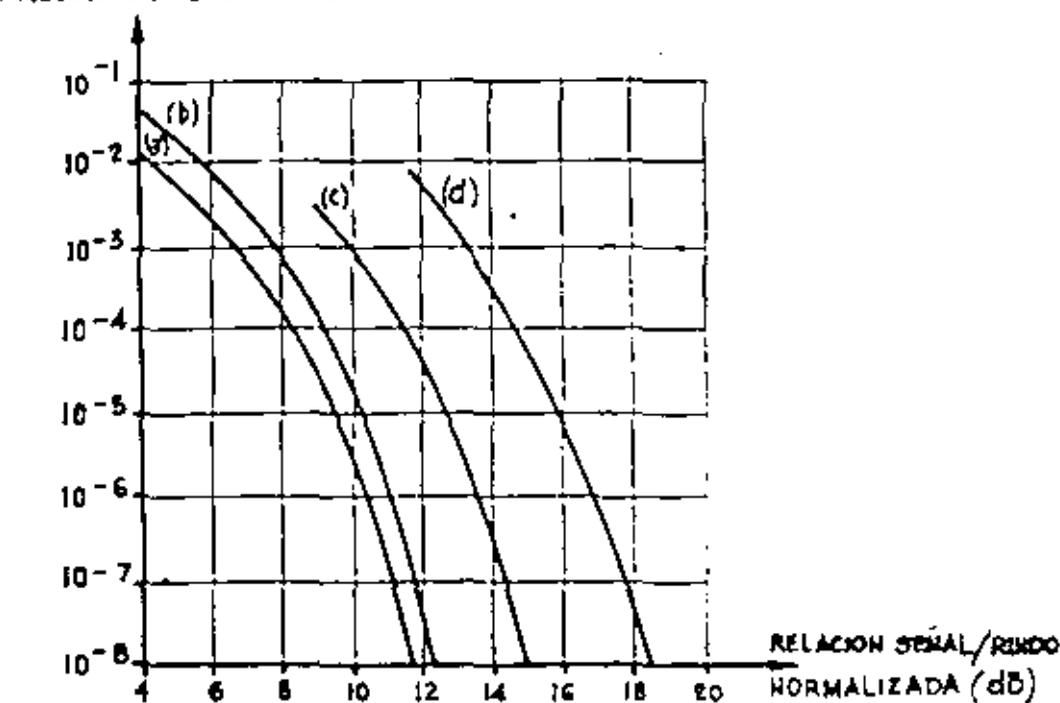


FIGURA N° 4. PROBABILIDAD DE ERROR EN SISTEMAS DE RADIO

CON RUIDO GAUSIANO ADITIVO (a) Binario coherente AM, PM • cuaternario PM; (b) Binario diferencial PM; (c) Binario FSK; (d) Binario AM con detección de envuelta.

Si definimos un valor de umbral para E estamos definiendo automáticamente el umbral de S/R. De (1) obtenemos la potencia de recepción de umbral:

$$(P_{Ru}) \text{ dBm} = (S/R_u) \text{ dB} + (F) \text{ dB} + (KTB) \text{ dBm} \quad (2)$$

La atenuación total del salto radioeléctrico es:

$$A_T = A_0 + A_b + A_f - G_T - G_R \quad (3)$$

DONDE:

A_0 : Atenuación de espacio libre para la distancia y frecuencia consideradas.

A_b : Atenuación de branching

A_f : Atenuación de alimentadores (Feeders).

G_T y G_R : Ganancia (con respecto a la antena isotrópica) de la antena de transmisión y recepción.

Todas las magnitudes son expresadas en dB.

La potencia nominal de recepción es:

$$(P_R) \text{ dBm} = (P_t) \text{ dBm} - (A_t) \text{ dB} \quad (4)$$

P_t : Potencia de transmisión.

Podemos definir el margen de desvanecimiento como:

$$(M) \text{ dB} = (P_R) \text{ dBm} - (P_{Ru}) \text{ dBm} \quad (5)$$

Otro valor a tener en cuenta es el porcentaje de tiempo en que el sistema no esté disponible y que denominamos U. Está formado por varios términos que pueden agruparse en dos, relativos al equipo y al desvanecimiento respectivamente.

Podemos así establecer:

$$U(\%) = U_e(\%) + U_d(\%)$$

U_e es función de la confiabilidad del equipo medida en términos de Tiempo Medio entre Fallas (En inglés Mean Time Between Failures (MTBF)) (TMEF) y de la organización de mantenimiento medida en términos de Tiempo Medio para Reparaciones (TMPR) (En inglés Mean Time To Repair) (MTTR).

Se demuestra que la no disponibilidad del equipo está dada por:

$$U_e (\%) = \frac{T_{MPR}}{T_{MEF} + T_{MPR}} \times 100 (\%) \quad (4)$$

El valor de $U_e (\%)$ puede estimarse por el TMEF especificado por el fabricante u obtenido de otras administraciones que ya posean el equipamiento y el valor del TMPR estimado por el usuario y que es función de su estructura y eficiencia de mantenimiento.

Como U es un objetivo de diseño, de (6) y (7) obtenemos $U_d (\%)$.

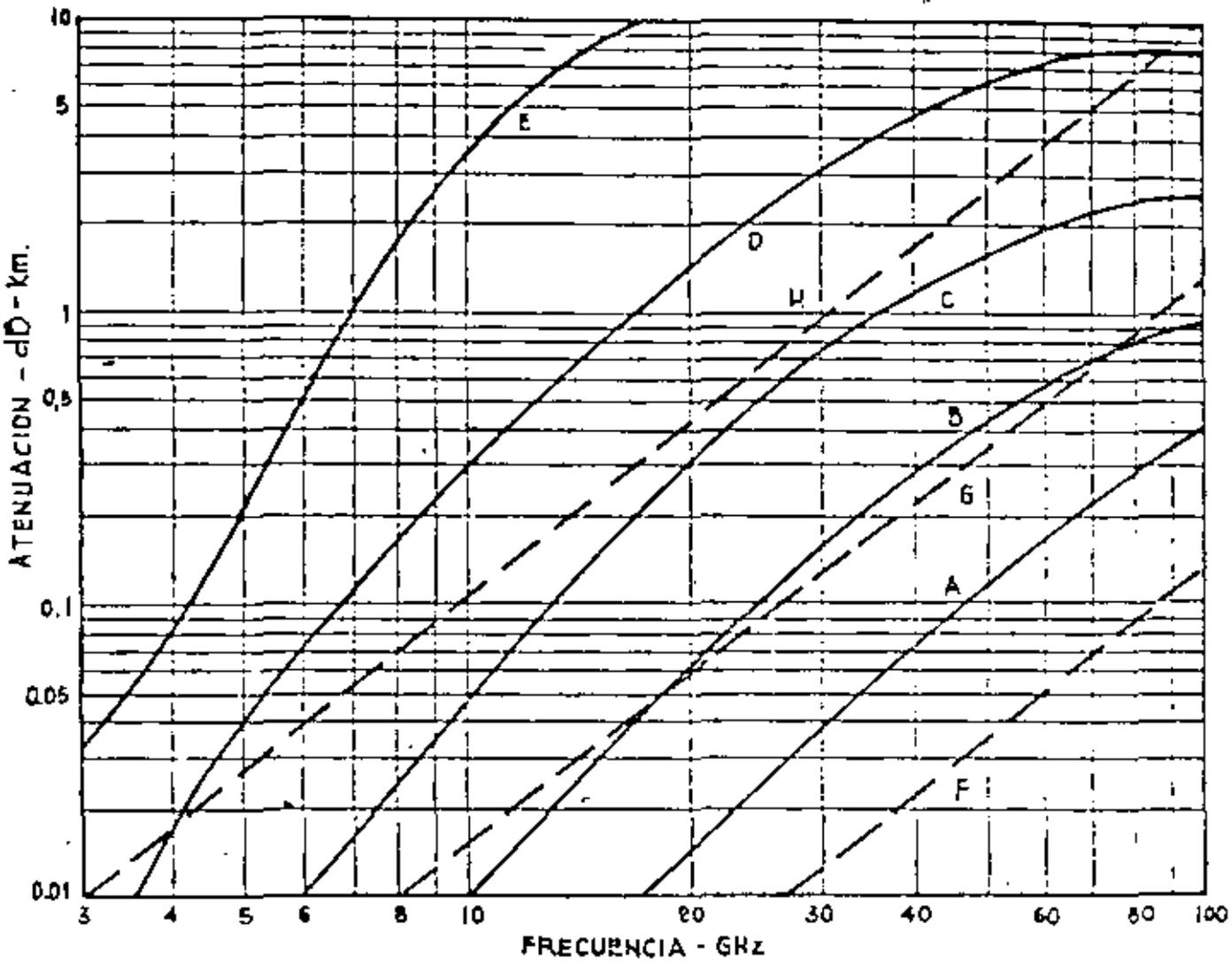
El enlace será considerado satisfactorio si el porcentaje de tiempo, $T (\%)$, del margen M expresado (5) es:

$$T (\%) \leq U_d (\%)$$

El procedimiento para estimar $T (\%)$ depende del rango de frecuencias considerado.

Como el equipamiento a utilizar estará en las bandas de 11 y 13 GHz, no consideraremos los casos de frecuencias menores.

Para frecuencias superiores a 10 GHz, adquiere importancia el desvanecimiento ocasionado por lluvia, es decir que al valor de atenuación total expresado por (3) hay que sumarle la atenuación adicional que se puede obtener de la figura 5, donde se expresa en función de la frecuencia para distintos valores de lluvia y nieblas; en cuanto a los porcentajes de tiempo asociados a diferentes desvanecimientos considerando a las distancias de salto como parámetros se obtienen de las figuras 6 y 7 para las frecuencias de 11,2 GHz y 12,45 GHz.



——— ATENUACION POR UNA INTENSIDAD DE LLUVIA DE:

A, 0.25 mm/hr	}	(llovizna)
B, 1.0 mm/hr		(lluvia leve)
C, 4.0 mm/hr		(lluvia moderada)
D, 16 mm/hr		(lluvia intensa)
E, 100 mm/hr		(lluvia muy intensa)

- - - ATENUACION EN NIEBLA O NUBES:

F, 0.032 gm/m ³	(visibilidad mayor que 600 metros)
G, 0.032 gm/m ³	(visibilidad de aprox. 120 metros)
H, 2.3 gm/m ³	(visibilidad de aprox. 30 metros)

FIG. 5 ATENUACION DEBIDO A LLUVIA (tomado del CCIR)

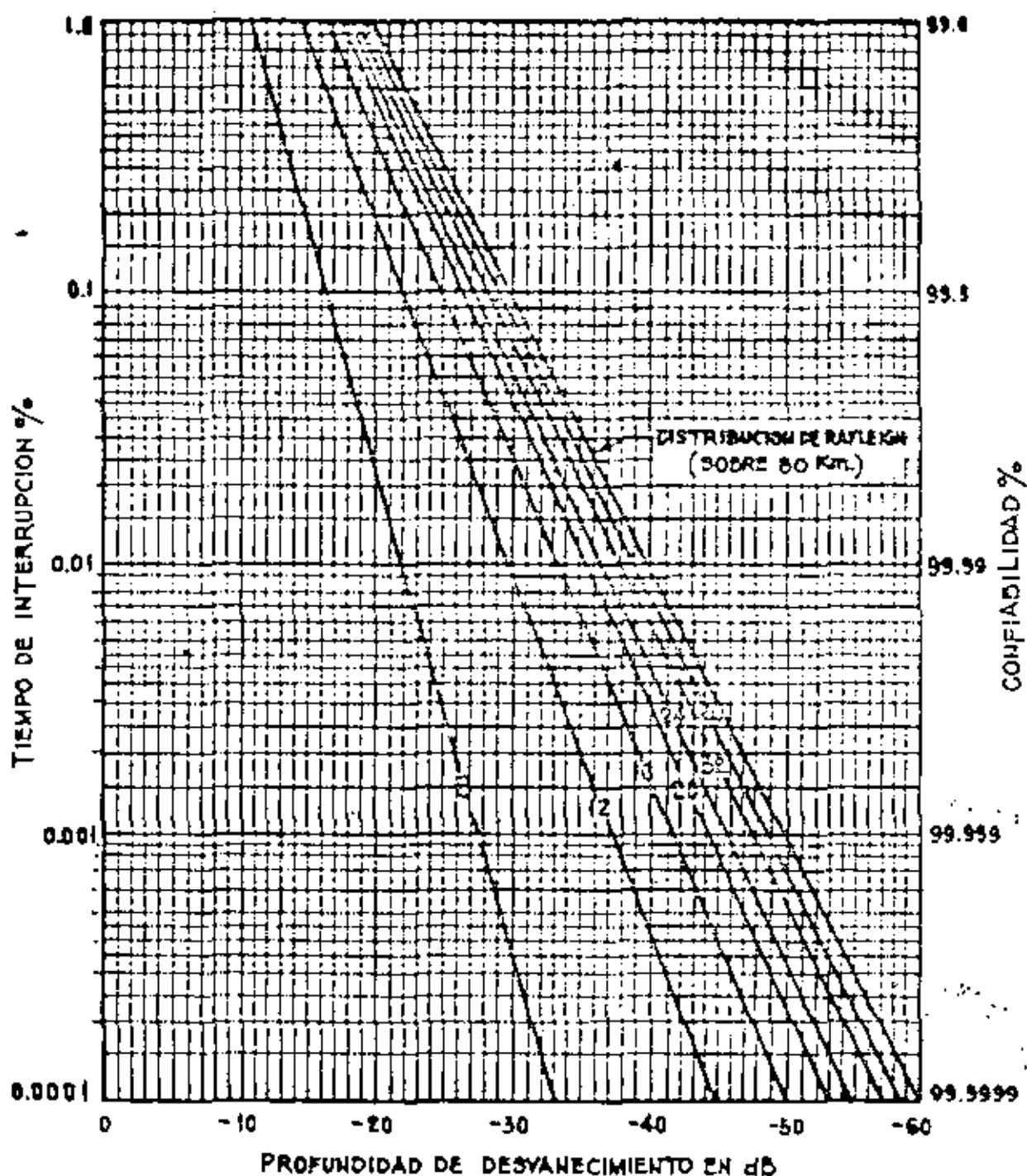


FIG. 6 TIEMPO DE INTERRUPCION DEBIDO A FADING SELECTIVO EN FUNCION DE LA LONGITUD DE SALTO RADIOELECTRICO EN Km. PARA 11.2 GHz



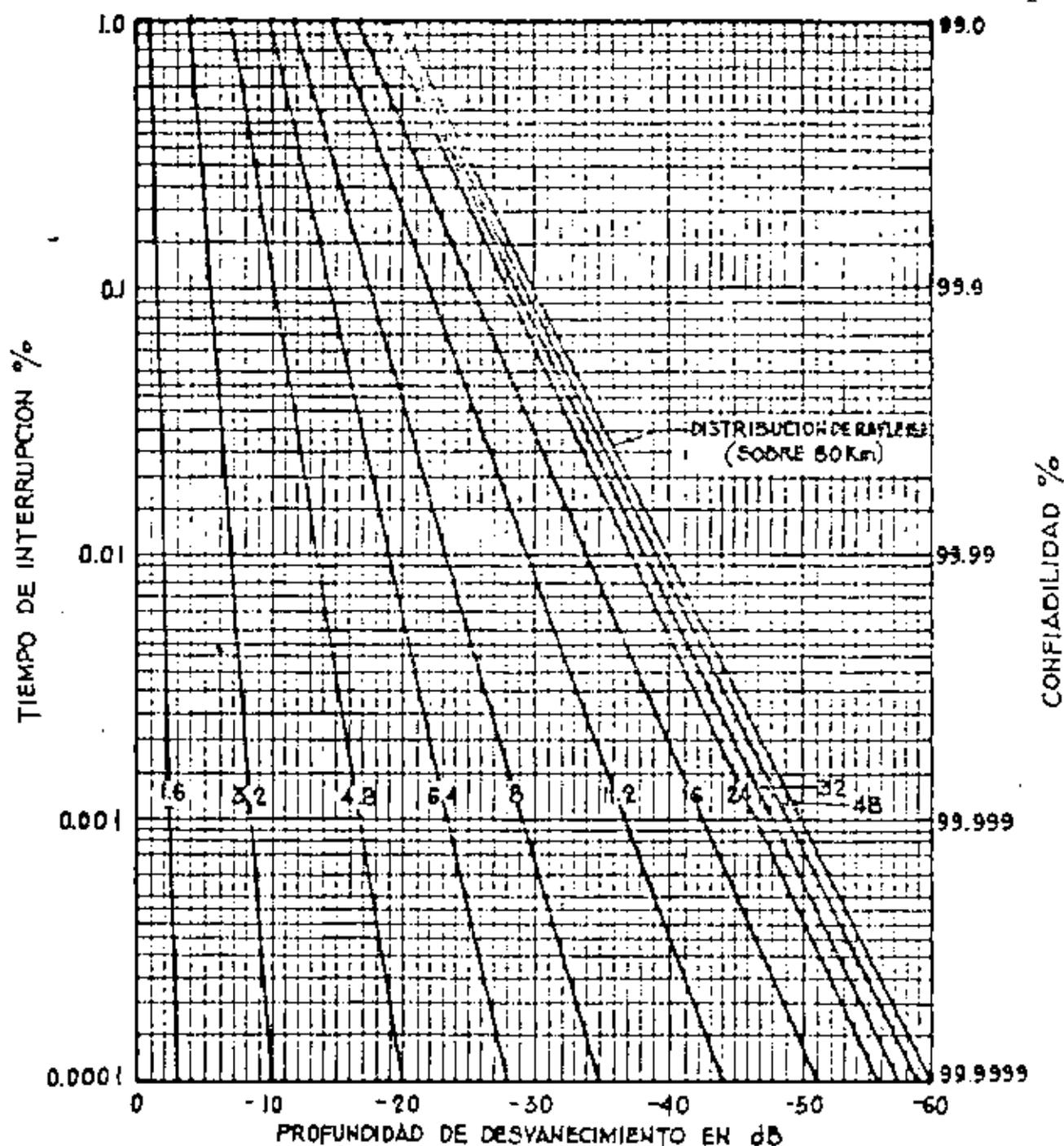


FIG. 7 TIEMPO DE INTERRUPCION DEBIDO A FADING SELECTIVO EN FUNCION DE LA LONGITUD DE SALTO RADIOELECTRICO EN Km. PARA 12,450 GHz.

CALCULO DE UN R.E. PCM

Se debe establecer un sistema de R.E. - PCM para unir dos centrales de conmutación telefónica distantes en línea recta de ocho kilómetros. La capacidad a proveer es de 120 canales.

Se dispone en la azotea de uno de los edificios de una estructura para colocar una antena de tres metros como máximo y en el otro debe instalarse una estructura soporte de quince metros para permitir un despejamiento del 0,6 del primer elipsoide de Fresnel. De esta manera quedan establecidas longitudes de guías de ocho y veinticinco metros respectivamente para alcanzar antenas y equipos.

El material que se dispone posee las siguientes características:

Frecuencia: 11 GHz. (10,7 a 11,7 GHz.)

Modulación: 4 PSK o Binario Diferencial PM

Capacidad: 120 canales (8,448 Mb/seg.)

Potencia de transmisión: + 30 dBm (1 W), + 20 dBm (100 mW) y + 15 dBm (30 mW)

Figura de ruido del receptor: 9 dB

TMEF : 4000horas

Antenas:

Gainancia (dBi)	40,5	44,0	46,4	48,3	49,8
Diámetro (m)	1,2	1,8	2,4	3	3,6
Ab: 0,5 dB (para un salto)					
Guías de onda:					
Tipo	EW107		EW122		
Atenuación (dB/100 m)	11,2		16,4		

Se requiere establecer un enlace con un E- 10 y con una disponibilidad del 99,9 %.

ECUIPAMIENTO

Las señales de banda de base usadas en un sistema de Radiocelular digital son trenes de pulsos. En la figura N° 8, se muestra un diagrama en bloque.

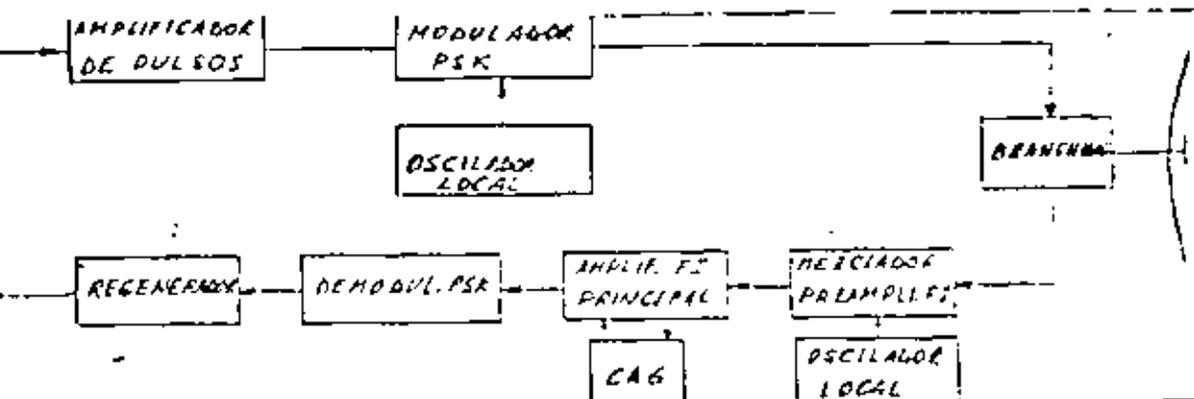


FIGURA N° 8. EQUIPAMIENTO EN BLOQUE.

De particular interés es el método de modulación empleado PSK 4 Q.

La Figura N° 9 muestra un modificador utilizado.

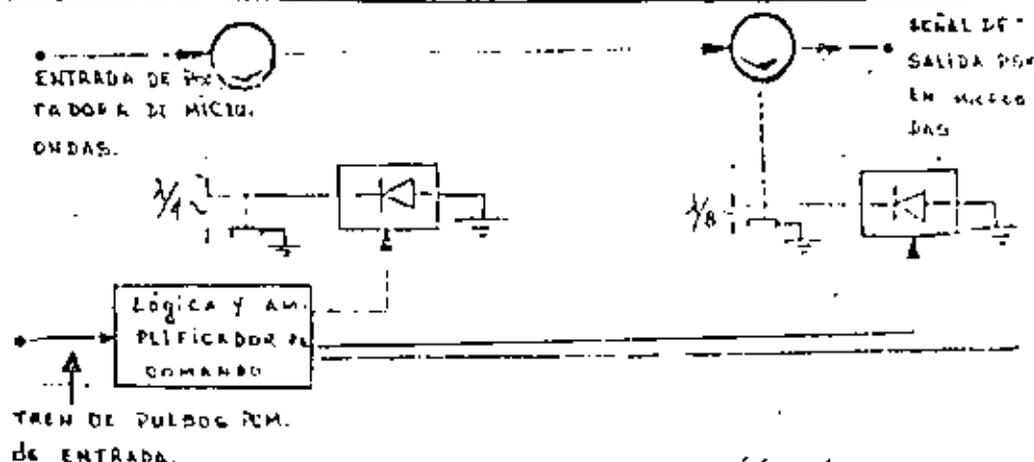


FIGURA N° 9. Modificador utilizado.

Una portadora de microondas proveniente de un oscilador local entra en el primer circulator y aparece en el borne contiguo que tiene una línea terminada en un corto el cual hace que la portadora de microondas se refleje hacia el circulator y aparezca en su terminal de salida.

La línea tiene un diodo conectado en un punto a una distancia $\lambda/4$ del corto. El tren de pulsos PCM se aplica a este diodo.

Cuando un pulso es "0" no circula corriente a través del diodo, luego su impedancia es muy alta y la señal de microondas se refleja en el extremo del corto. Cuando se tiene un "1" circula corriente en el diodo y entonces su impedancia es baja, reflejándose la señal en el diodo. El recorrido de la señal es reducido ^{en} $\lambda/2$ con un cambio de fase de 180° en el terminal de salida.

De esta manera se cumple la modulación por inversión de fase.

Otro modificador similar usa una distancia de $\lambda/8$ y sea que se produce una modulación con cambio de fase de 90° . La conexión en cascada de estos dos moduladores y la aplicación de un tren de pulsos PCM a cada modificador hace posible obtener una señal de BP de 4 Q PSK.



El usuario dispone de una organización de mantenimiento que le permite adoptar un TMR de 1 hora. De registros pluviométricos se adoptará para el cálculo una precipitación de 20 mm/hora como caso más desfavorable. Se debe verificar si los elementos disponibles son los suficientes para alcanzar los objetivos propuestos intentando la solución más económica.

Tomamos un E de umbral de 10^{-5} , que no podrá caer más del 0.1 % del tiempo y queda fijado ya el valor de S/R normalizada de umbral, de la figura 4, curva (b) (Usamos binario diferencial PM).

$$E = 10^{-5} \quad (b) \quad (S/R)_u = 10.25 \text{ dB}$$

La potencia de recepción de umbral es de acuerdo a (2)

$$(P_{rw}) \text{ dBm} = (S/R)_u \text{ dB} + (F) \text{ dB} + (KTB) \text{ dBm}$$

$$KTB = 1.38 \times 10^{-23} \times 2.95 \text{ }^\circ\text{K} \times 8,448 \times 10^6 = -104,7 \text{ dB}$$

$$(P_{rw}) \text{ dBm} = 10,25 \text{ dB} + 9 \text{ dB} - 104,7 \text{ dBm} = -85,45 \text{ dB}$$

Como el enlace debe ser disponible el 99,9 % del tiempo $U=0,1\%$.

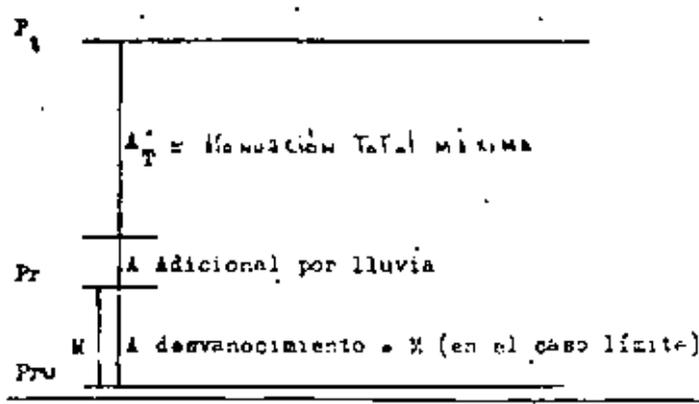
Pero $U=U_e + U_d$ y $U_d=U - U_e$

$$U_e = \frac{TMR}{TMEF + TMR} = \frac{1}{4,000 + 1} \cong 2,5 \times 10^{-4} = 0,025 \%$$

$$U_d = 0,1 - 0,025 = 0,075 \%$$

De la figura 6 vemos que este porcentaje corresponde a una profundidad de fading de 17,25 dB.

Por otra parte vemos en la figura N°5 que la atenuación adicional por lluvia a 20 mm/hora y 11 GHz es de 0,4 dB/Km o sea que para los 8 (ocho) kilómetros tenemos 3,2 dB adicionales. La diferencia de niveles entre P_t y P_{ru} la podemos representar como sigue. En el diagrama de niveles siguiente nos colocamos en el caso más desfavorable de suponer lluvia permanente, con lo cual $(P_r) \text{ dBm} = (P_t) \text{ dBm} - (A_t) \text{ dB} - (A_d \text{ por lluvia}) \text{ dB}$



Si elegimos $P_r = +30 \text{ dBm}$

$$P_t - P_{ru} = +30 \text{ dBm} - (-85.45 \text{ dBm}) = 115.45 \text{ dB}$$

$$\text{Luego } A'_T + A \text{ desv.} + A \text{ ad.} = 115.45 \text{ dB}$$

$$\text{Pero } A \text{ desv.} + A \text{ ad.} = 17.25 + 3.2 = 20.45 \text{ dB}$$

$$\text{o sea } A'_T = 115.45 - 20.45 = 95 \text{ dB}$$

La atenuación de feeders utilizando la gafa Em 122 es de 16.4 dB/100 m es de:

$$(8 + 2.6) \times \frac{16.4 \text{ dB}}{100 \text{ m}} = 2.1 \text{ dB}$$

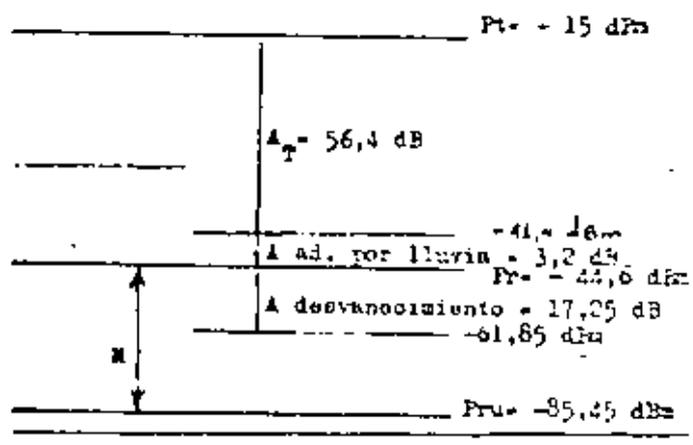
Eligiendo las antenas más chicas

$$A_k = A_0 + A_l + A_f - G_t - G_r = 131.5 + 0.5 + 5.4 - 40.5 - 40.5 = 56.4 \text{ dB}$$

Como tenemos un margen entre la atenuación total máxima y la atenuación total real de:

$$A'_T - A_T = 95 - 56.4 = 38.6 \text{ dB}$$

Podemos utilizar un equipo de $P_t = +15 \text{ dBm}$ que satisface aún los objetivos del proyecto



..

.



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

EVALUACIONES DE MAXWELL

ING. JESUS REYES GARCIA

NOVIEMBRE, 1981

ECUACIONES DE MAXWELL

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Ley de Faraday})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Ley de Ampere-Maxwell})$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_f \quad (\text{Ley de Gauss})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{Ley de Gauss para campos magnéticos})$$

$$\vec{J} = \vec{J}_e + \vec{J}_f$$

ECUACIONES CONSTITUTIVAS

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

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

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

Parámetros del medio

ϵ - permitividad

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$$

$$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$$

μ - permeabilidad

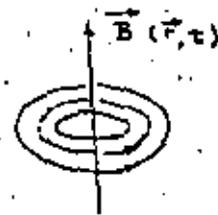
$$\mu = \mu_r \mu_0$$

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

σ - conductividad

ϵ , μ y σ son cantidades escalares y constantes solo si el medio es Homogeneo, Isotropico y Lineal

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Ley de Faraday})$$



Un campo magnético variable en el tiempo produce un campo eléctrico que es perpendicular a la dirección en la cual el campo magnético está variando.

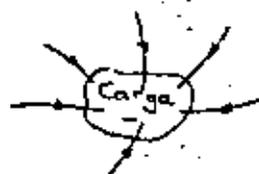
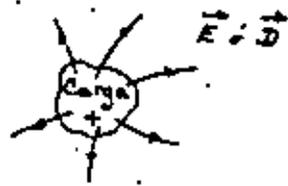
$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Ley de Ampere-Maxwell})$$



Una corriente eléctrica o un campo eléctrico variable en el tiempo producen un campo magnético que es perpendicular a la dirección de la corriente o a la dirección en la cual el campo eléctrico está variando.

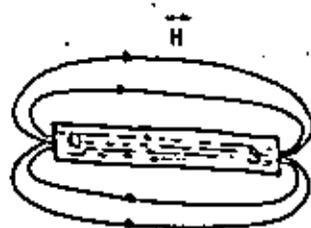


$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_r \quad (\text{Ley de Gauss})$$



Las líneas del campo eléctrico pueden tener principio o fin, en puntos del espacio donde $\rho \neq 0$ (aquí se se sobreentiende del vector \vec{D}).

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{Ley de Gauss para Campos Magnéticos})$$



Las líneas de campo magnético no tienen principio ni fin, son cerradas.

$$\begin{array}{l} \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} = \vec{J}_f + \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{array} \left| \begin{array}{l} \vec{D} = \epsilon \vec{E} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{J}_c = \sigma \vec{E} \end{array} \right.$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_f + \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (6)$$

Variaciones Sinusoidales

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0(\vec{r}) \cos[\omega t + \theta(\vec{r})]$$

Identidad de Euler.

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

$$\varphi = \omega t + \theta(\vec{r})$$

$$e^{j[\omega t + \theta(\vec{r})]} = \underbrace{\cos[\omega t + \theta(\vec{r})]}_{\text{Parte Real}} + j \underbrace{\sin[\omega t + \theta(\vec{r})]}_{\text{Parte Imaginaria}}$$

Cantidad Compleja



Operador "Parte Real" $\text{Re}\{\text{cantidad compleja}\}$

Significa que solo se debe tomar la parte real de la cantidad compleja

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \cos[\omega t + \theta(\vec{r})] = \text{Re}\left\{ \vec{E}_0 e^{j[\omega t + \theta(\vec{r})]} \right\}$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\left\{ \vec{E}_0 e^{j\theta(\vec{r})} e^{j\omega t} \right\}$$

$$\vec{E}_s(\vec{r}) = \vec{E}_0 e^{j\theta(\vec{r})} \quad \text{FASOR}$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\left\{ \vec{E}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\} \quad (10)$$

De manera similar se pueden expresar los campos

\vec{H} y \vec{J}

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \text{Re}\left\{ \vec{H}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\} \quad (11)$$

$$\vec{J}(\vec{r}, t) = \text{Re}\left\{ \vec{J}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\} \quad (12)$$

Las ecuaciones constitutivas como no dependen del tiempo

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

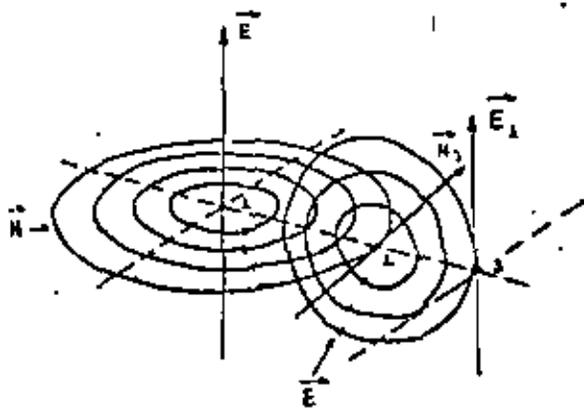
$$\vec{B}_s = \mu \vec{H}_s$$

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

Sustituyendo los campos \vec{E} , \vec{H} y \vec{J} expresados con fasores en las Ecuaciones de Maxwell y con ayuda de la ecuaciones constitutivas se obtiene:

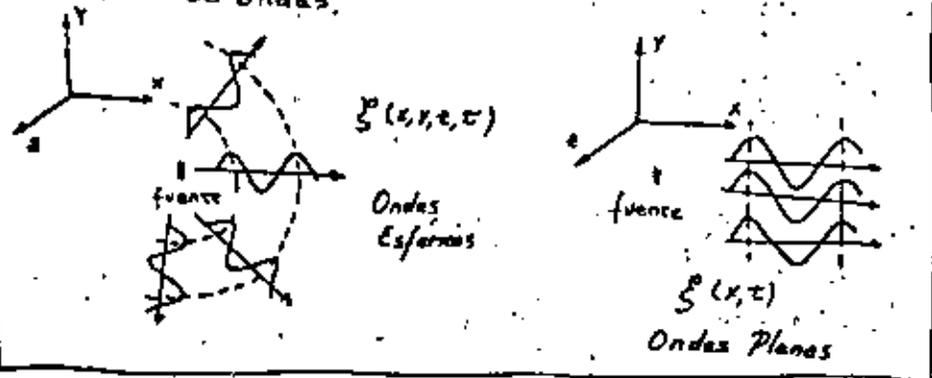
$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (20)$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = \sigma \vec{E}_s + \vec{J}_s + j\omega\epsilon \vec{E}_s \quad (21)$$



Direcciones de los Campos Eléctricos y Magnéticos Generados.

Sea $\xi(\vec{r}, t)$ cualquier campo que se propaga en el espacio en forma de ondas.



Considerando que el campo electromagnético se va a propagar en una sola dirección, por ejemplo la dirección x

$$\vec{E}_s(x) = E_{xs}(x)\vec{a}_x + E_{ys}(x)\vec{a}_y + E_{zs}(x)\vec{a}_z$$

$$\vec{H}_s(x) = H_{xs}(x)\vec{a}_x + H_{ys}(x)\vec{a}_y + H_{zs}(x)\vec{a}_z$$

Sustituyendo estos campos en las ecuaciones (22) y (23), se obtienen las expresiones que relacionan las componentes de los campos eléctrico y magnético; ecuaciones (26) a (31).

Ondas Planas Electromagnéticas

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s + \vec{J}_f + \sigma \vec{E}_s$$

Region	
$J_f = 0$	Campos \vec{E} y \vec{H}
$\sigma = 0$	
ϵ	
μ	

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad - (22)$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s \quad - (23)$$

Relacional en coordenadas rectangulares

$$\nabla \times \vec{G} = \left(\frac{\partial G_z}{\partial y} - \frac{\partial G_y}{\partial z} \right) \vec{a}_x + \left(\frac{\partial G_x}{\partial z} - \frac{\partial G_z}{\partial x} \right) \vec{a}_y + \left(\frac{\partial G_y}{\partial x} - \frac{\partial G_x}{\partial y} \right) \vec{a}_z$$

De las ecuaciones (26) a (31) se deduce que:

a) No existen componentes de los campos en la dirección de propagación.

$$E_{xs} = H_{xs} = 0$$

b) Existen dos pares de campos independientes uno del otro.

$$(E_{ys}, H_{zs})$$

$$(E_{zs}, H_{ys})$$



Estos campos son perpendiculares a la dirección de propagación, razón por la cual se dice que la onda electromagnética es transversal.

Considerando el primer par de campos y utilizando las ecuaciones que los relacionan entre sí; ecs. (28) y (30), se obtiene la ecuación de onda para el campo E_{ys} .

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \beta^2 E_{ys} = 0 \quad - (34)$$

donde $\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$, es decir

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu\epsilon E_{ys} = 0$$

Esta ecuación de onda tiene dos soluciones independientes

$$E_{ys} = A e^{-j\beta x} \quad - (35)$$

$$E_{ys} = B e^{j\beta x} \quad - (36)$$

Utilizando la ec. (35) y (30) se encuentra que la relación entre E_{ys} y H_{zs} está dada por:

$$H_{zs} = \frac{E_{ys}}{\eta}$$

$$H_{zs} = \frac{A}{\eta} e^{-j\beta x}$$

η - impedancia intrínseca del medio [ohms]

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Regresando los campos a su forma variable en el tiempo

$$E_y = \text{Re} \left\{ E_{ys} e^{j\omega t} \right\}$$

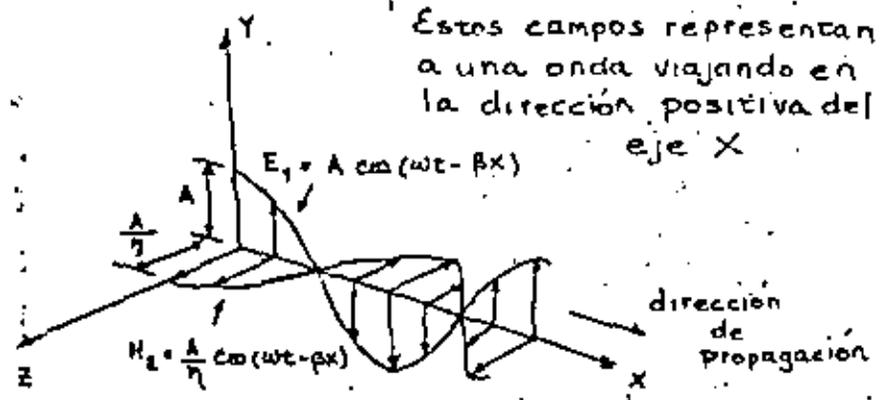
$$H_z = \text{Re} \left\{ H_{zs} e^{j\omega t} \right\}$$



Tenemos que:

$$E_y(x,t) = A \cos(\omega t - \beta x) \quad (40)$$

$$H_z(x,t) = \frac{A}{\eta} \cos(\omega t - \beta x)$$



Estos campos representan a una onda viajando en la dirección positiva del eje X

* El hecho de que $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es una cantidad real indica que las ondas de campo eléctrico y magnético están en fase.

* La velocidad de fase de la onda es:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (42)$$

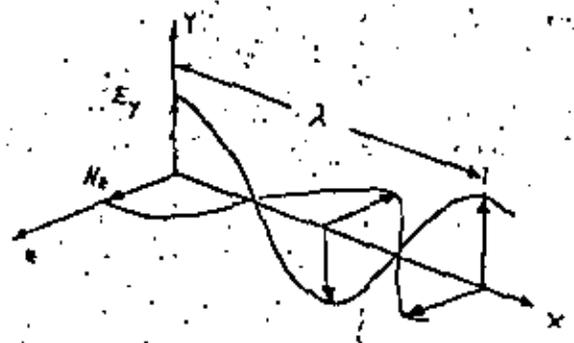
considerando que $\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (43)$$

* La periodicidad a lo largo del eje X está dada por la longitud de onda λ .

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (44)$$

v - velocidad de fase. (m/seg)
 f - frecuencia (Hz)



* Se observa que E_y , H_z y el eje X forman un conjunto de vectores de mano derecha; el producto vectorial $\vec{E}_y \times \vec{H}_z$ está en la dirección positiva del eje X, la dirección de propagación y además nos da la potencia por unidad de superficie que lleva la onda (vector de Poynting).

$$\vec{P} = \vec{E}_y \times \vec{H}_z \quad \left[\frac{\text{Watts}}{\text{m}^2} \right]$$



Utilizando la ecuación (35)

$$E_{ys} = B e^{j\beta x}$$

y la ecuación (30)

$$-\frac{\partial H_{zs}}{\partial x} = j\omega\epsilon E_{ys}$$

Se obtiene que E_{ys} esta relacionada con H_z por:

$$H_{zs} = -\frac{E_{ys}}{\eta}$$

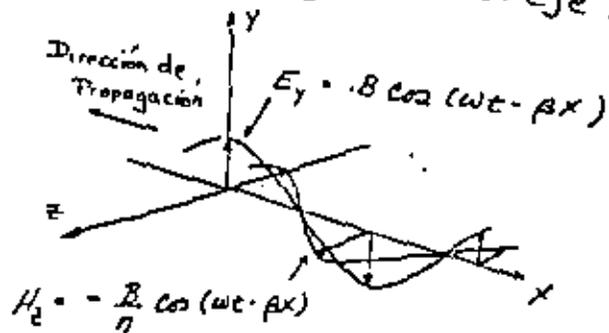
$$H_{zs} = -\frac{B}{\eta} e^{j\beta x}$$

La forma variable en el tiempo de estos campos.

$$E_y = B \cos(\omega t + \beta x)$$

$$H_z = -\frac{B}{\eta} \cos(\omega t + \beta x)$$

Estos campos representan una onda que se propaga en la dirección negativa del eje X



Para el segundo par de campos

$$(E_{zs}, H_{ys})$$

Utilizando las ecuaciones (27) y (31), se puede obtener la ecuación de onda para el campo eléctrico E_{zs} :

$$\frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial x^2} + \beta^2 E_{zs} = 0$$

$$\text{donde } \beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$$

Esta ecuación tiene dos soluciones independientes

$$E_{zs} = A e^{-j\beta x} \quad \text{y} \quad E_{zs} = B e^{j\beta x}$$

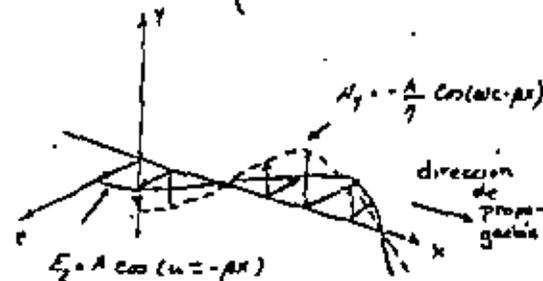
Los campos magnéticos asociados a estas dos soluciones son:

$$H_{ys} = -\frac{A}{\eta} e^{-j\beta x} \quad \text{y} \quad H_{ys} = \frac{B}{\eta} e^{j\beta x}$$

En su forma variable en el tiempo

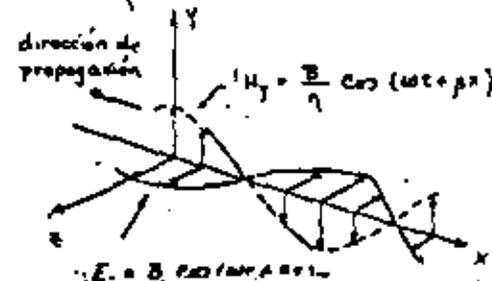
$$E_z = A \cos(\omega t - \beta x)$$

$$H_y = -\frac{A}{\eta} \cos(\omega t - \beta x)$$



$$E_z = B \cos(\omega t + \beta x)$$

$$H_y = \frac{B}{\eta} \cos(\omega t + \beta x)$$





Ondas Planas en el Espacio Libre

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{Henry}}{\text{m}}$$

$$\epsilon = \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \frac{\text{Farad}}{\text{m}}$$

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

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

$$v = \frac{1}{\sqrt{(4\pi \times 10^{-7})(8.854 \times 10^{-12})}} = 2.9979 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$v = 2.9979 \times 10^8 \text{ m/s} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s} = c$$

Ondas Planas en un Medio Conductor

Región	Campos
$J_f = 0$	\vec{E}_y, \vec{H}
$\mu \dots$	
ϵ	
$\sigma \neq 0$	

Para este tipo de medio se define una permitividad compleja:

$$\epsilon^* = \epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \epsilon^* E_{ys} = 0$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \left(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \right) E_{ys} = 0$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} - (j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon) E_{ys} = 0$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} - \gamma^2 E_{ys} = 0 \quad (56)$$

$$\gamma^2 = j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon}$$

γ - constante de propagación

γ - cantidad compleja

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

La ecuación (56) que representa la ecuación de onda para el campo E_{ys} en un medio conductor, tiene como posible solución:



$$E_{ys} = A e^{-\alpha x} = A e^{-(\alpha + j\beta)x} \quad 17$$

$$E_{ys} = A e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad - (58)$$

Substituyendo este campo en la ecuación (30)

$$-\frac{\partial H_{zs}}{\partial x} = j\omega \epsilon^* E_{ys}$$

se obtiene que:

$$H_{zs} = \sqrt{\frac{\sigma + j\omega \epsilon}{j\omega \mu}} E_{ys}$$

por lo tanto la impedancia intrínseca es:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega \mu}{\sigma + j\omega \epsilon}} \quad - (60)$$

η - en este caso es una cantidad compleja

$$\eta = \eta_m e^{j\theta_\eta}$$

$$H_{zs} = \frac{E_{ys}}{\eta} = \frac{A}{\eta} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}$$

$$H_{zs} = \frac{A}{\eta_m e^{j\theta_\eta}} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad 18$$

$$H_{zs} = \frac{A}{\eta_m} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} e^{-j\theta_\eta}$$

$$H_{zs} = \frac{A}{\eta_m} e^{-\alpha x} e^{-j(\beta x + \theta_\eta)}$$

Los campos en su forma variable en el tiempo son:

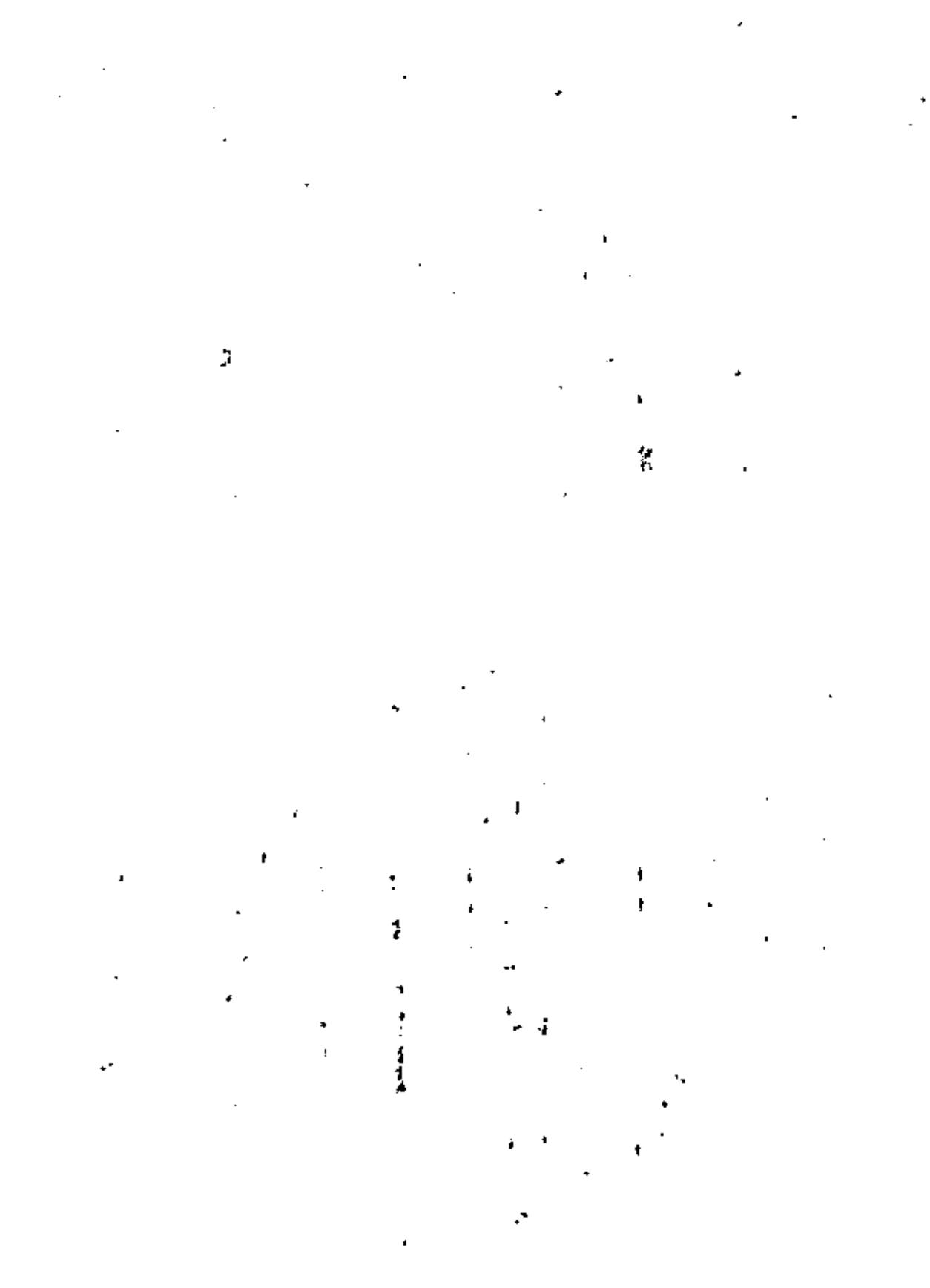
$$E_y = A e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x) \quad - (62)$$

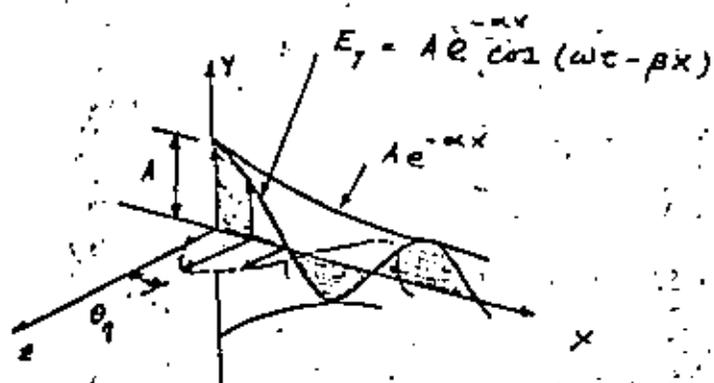
$$H_z = \frac{A}{\eta_m} e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x - \theta_\eta) \quad - (64)$$

$e^{-\alpha x}$ - factor de atenuación

α - cte. de atenuación

β - cte. de fase.





$$H_z = \frac{A}{\eta_m} e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x - \theta_\eta)$$

Como la velocidad de fase esta dada por:

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

entonces

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

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

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad \frac{\text{neper}}{\text{m}}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad \frac{\text{radianes}}{\text{m}}$$



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

DETECCION DE SEÑALES BINARIAS

ING. JESUS REYES GARCIA

NOVIEMBRE, 1981

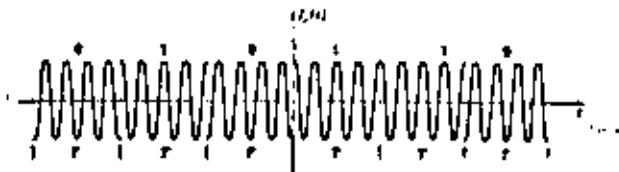
DETECCIÓN DE SEÑALES BINARIAS.

AMPLITUD (ASK) (EN PRESENCIA DE)
 FRECUENCIA (FSK) (RUIDO ADITIVO)
 FASE (PSK)

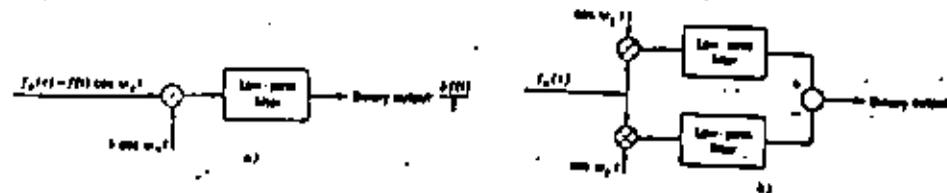
CORRESPONDEN A LAS MODULACIONES LINEAL Y ANGULAR CON UNA SEÑAL DE INFORMACION BINARIA (DEL TIPO "0", "1"; ON-OFF)

SE APLICAN LOS DETECTORES (DEMODULADORES) CORRESPONDIENTES, O SEA

- DETECTOR DE ENVOLVENTE
- DETECTOR SINCRONO (COHERENTE)

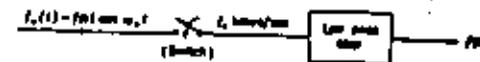


SEÑAL DE PSK



DETECTORES SINCRONOS a) ASK-PSK b) FSK

ASK : $f(t)$ VARIA ENTRE 0 Y 1
 PSK : $f(t)$ VARIA ENTRE -1 Y 1
 FSK : NECESITA DOS FRECUENCIAS



DETECTOR CONMUTADO (SINCRONO)

DEMOSTRACION

$$\underbrace{f(t) \cos w_c t}_{\text{SEÑAL}} \cdot \underbrace{k \cos w_c t}_{\text{PORTADORA}} = k f(t) \cos^2 w_c t$$

$$= \frac{k f(t)}{2} + \frac{k f(t)}{2} \cos 2w_c t$$

SEÑAL

SEÑAL DE HP QUE SE FILTRA

ASK: 0, 1 PSK: -1, +1



NOTAR EL EFECTO DE LOS ERRORES DE FRECUENCIA Y FASE

AL MULTIPLICAR

$$f(t) \cos \omega_0 t \cdot k \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_0] =$$

$$= k f(t) \cos \theta_1 \cos \theta_2$$

⇒ NO SE OBTIENE LA INFORMACION

LA SINCRONIA ES IMPORTANTE

EN 3 MHz	$\pi/2$	equivale a	0.07 μ s
100 MHz	$\pi/2$	"	2.5 ns
1000 MHz	$\pi/2$	"	$\frac{1}{4}$ ns

SOLUCIONES

PORTADORA PILOTO

PLL (PHASE-LOCKED LOOP)

DETECCION DE ENVOLVENTE $\left\{ \begin{array}{l} \text{FSK} \\ \text{ASK} \end{array} \right.$

CODIFICACION

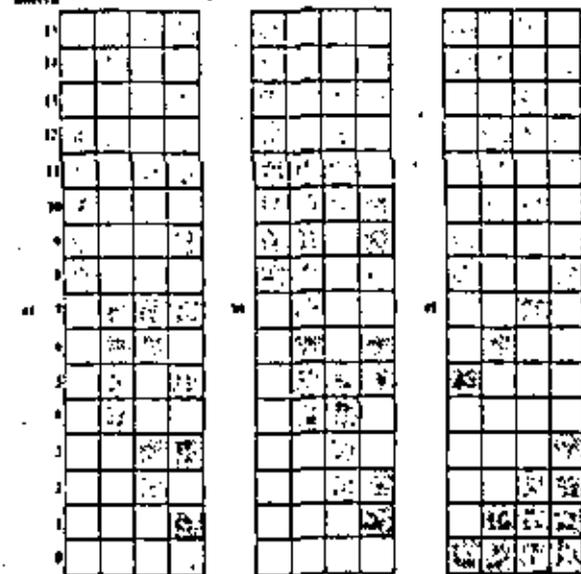
(CONVERSION VALOR ANALOGICO EN CODIGO DE PULSOS)

CODIGOS EXISTENTES

⇒ INNUMERABLES ←

LA ELECCION DEPENDE DEL CASO PARTICULAR

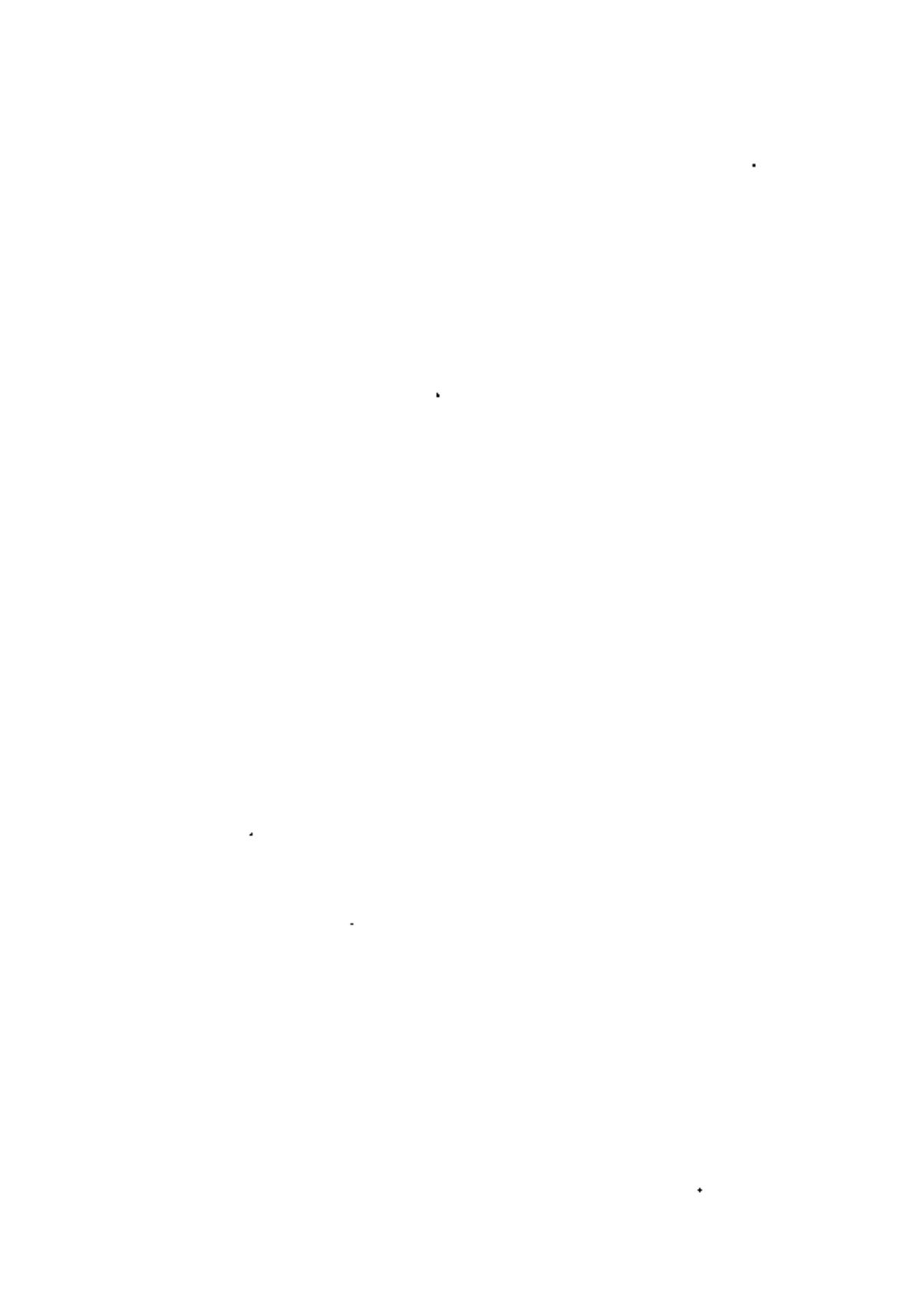
Quantization method



a) BINARIO

b) GRAY

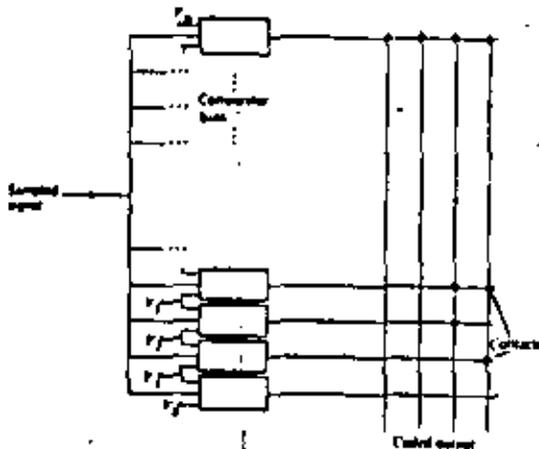
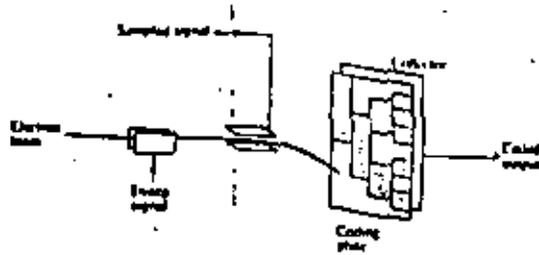
c) CHAIN



CODIFICADORES

EJEMPLO 1 CODIFICADOR DE PANTALLA a)

EJEMPLO 2 BANCO DE COMPARADORES b)



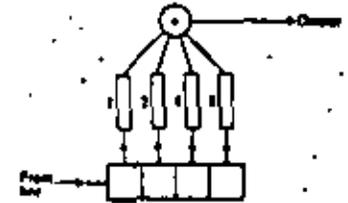
ES IMPORTANTE LA ADECUADA SELECCION DEL CODIGO A USAR

DECODIFICACION

(RECUPERACION DE LA SEÑAL ORIGINAL)

DECODIFICADOR :

CIRCUITO LÓGICO QUE REALIZA UNA TRANSFORMACION INVERSA AL CODIFICADOR Y QUE CON ELLA RECUPERA LA INFORMACION ORIGINAL



CONVERSIONES ENTRE CODIGOS

POR EJEMPLO:

BINARIO: $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$

GRAY: $g_1, g_2, g_3, \dots, g_n$

DE BINARIO A GRAY

$$g_1 = b_1$$

$$g_i = b_i \oplus b_{i-1} \quad i \geq 2$$

DE GRAY A BINARIO

$$b_1 = g_1$$

$$b_i = g_i \oplus b_{i-1} \quad i \geq 2$$

\oplus OR EXCLUSIVO



TEORÍA DE LA INFORMACIÓN

SHANNON (INFORMACION) TEORÍA DE LA INFORMACIÓN
 WIENER (SEÑALES) TEORÍA DE LA DETECCIÓN

DE QUE MANERA PUEDE "ADAPTARSE" MEDIR UN CONJUNTO DE POSIBLES MENSAJES DE UNA FUENTE, PARA QUE SE TRANSMITA APROPIADAMENTE POR UN CAÑAL FÍSICO (RUIDOSO)

DADO UN CONJUNTO DE MENSAJES, ACOMPAÑADOS DE RUIDO, DE QUE MANERA PUEDEN REALIZARSE LOS MEJORES PREDICCIÓNES RESPECTO DE LOS VALORES PRESENTES Y FUTUROS DE DICHS MENSAJES.

TRES CONCEPTOS

- 1 MEDICIÓN DE LA INFORMACIÓN
- 2 CAPACIDAD DE CAÑALES
- 3 CODIFICACIÓN PARA CAPACIDAD PLENA

FUENTE DE INFORMACION
 CAÑAL FÍSICO (RUIDOSO)
 ERROR ARBITRARIAMENTE PEQUEÑO



HAY UN CODIGO

MEDICIÓN DE LA INFORMACION

- 1 HAY UN CURSO EN EL CENTRO DE E. CONTINUA
- 2 MAÑANA SERÁ UN DÍA FRÍO
- 3 EL SEMAFORO MAS PROXIMO ESTA EN ROJO
- 4 EN ESTE SALON ALGUEIN ESTA DE CUMPLEAÑOS
- 5 EL PALACIO DE MINERIA SERA TRASLADADO AL ZOCALO

LA INFORMACION DEPENDE DE LA INCERTIDUMBRE

⇒ PROBABILIDAD ⇐

I_A = INFORMACION ASOCIADA CON EL MENSAJE A

P_A = PROBABILIDAD DE QUE EL MENSAJE A SEA SELECCIONADO

ENTONCES

$$I_A = f(P_A)$$

$$f(P_A) \geq 0 \quad \text{con} \quad 1 \geq P_A \geq 0$$

$$\lim_{P_A \rightarrow 1} f(P_A) = 0$$

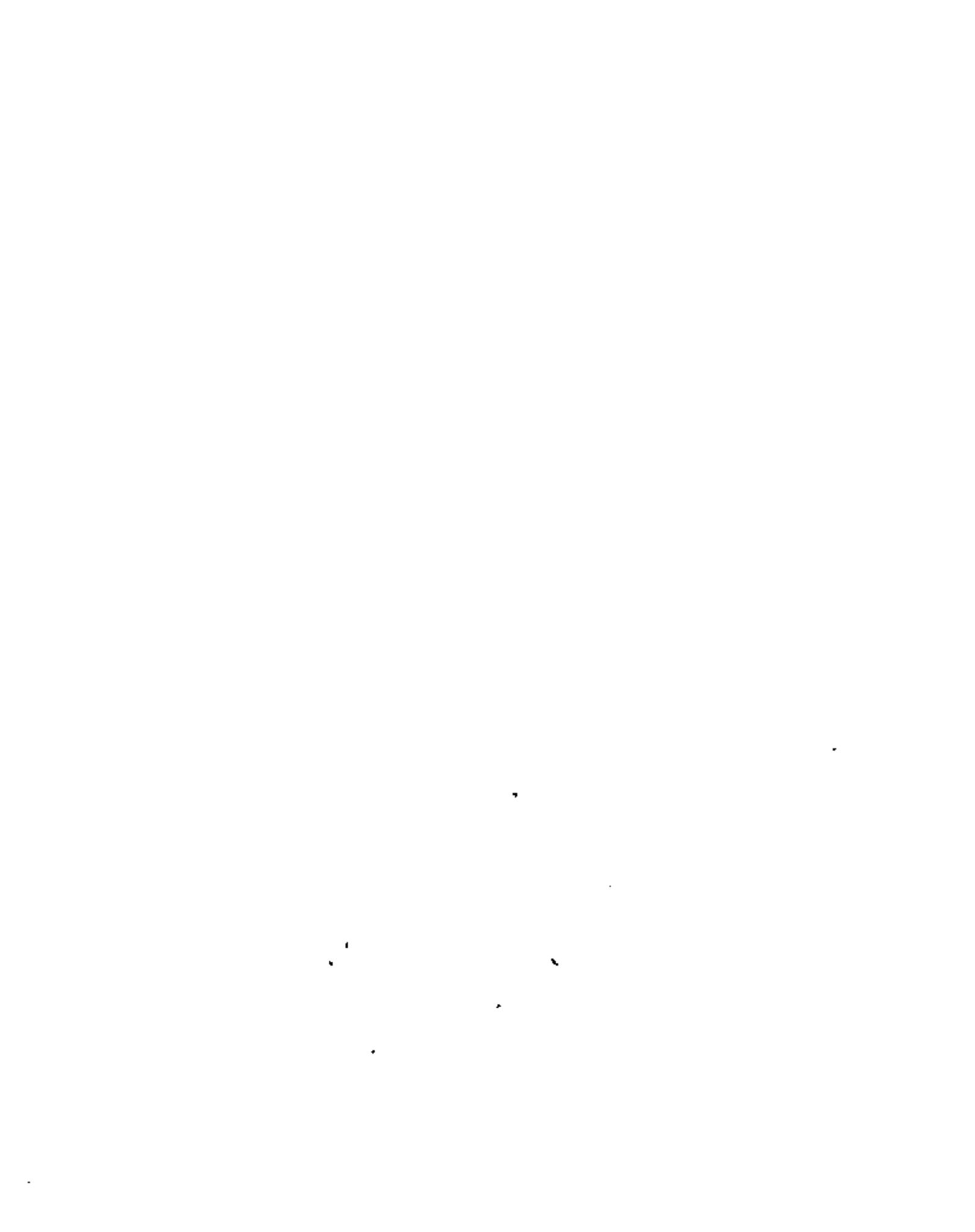
$$f(P_A) > f(P_B) \quad \text{si} \quad P_A < P_B$$

$$f(P_A P_B) = f(P_A) + f(P_B)$$

$$I_A = -\log_b P_A = \log_b \frac{1}{P_A}$$

$b=2$ INF. BINARIA

I_A (BITS)



EJEMPLO 1 INFORMACION DE UNA IMAGEN

TV: aprox. $500 \times 600 = 3 \times 10^5$ elementos
Y 8 NIVELES

ENTONCES HAY $8^{3 \times 10^5}$ POSIBLES IMAGENES

LA PROBABILIDAD ES
 $P = 8^{-(3 \times 10^5)}$ PARA CADA UNA

ENTONCES $I = \log 8^{3 \times 10^5} \approx 10^6$ bits

RESPECTO A LOS NIVELES (8)

$$\log 8 = 3$$
$$3 \times (3 \times 10^5) \approx 10^6 \text{ bits}$$

EJEMPLO 2 10000 PALABRAS IGUALMENTE PROBABLES

LA PROBABILIDAD DE ESCOGER UNA $P = 10^{-5}$

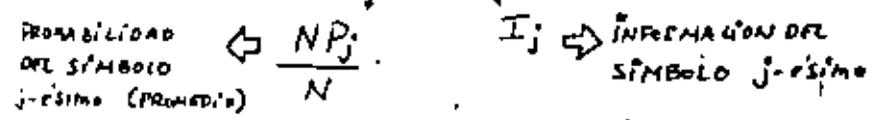
LA INFORMACION CONTENIDA EN 1000 PALABRAS ES

$I = 1000 \log 10^5 \approx 2 \times 10^4$ bits

UNA IMAGEN DICE MAS QUE 1000 PALABRAS...
AUNQUE SEA DE TV

ENTROPIA (H)

$$H = \sum_{j=1}^m P_j \log \frac{1}{P_j} \quad \left(\frac{\text{bits}}{\text{simbolo}} \right)$$



INFORMACION 'PROMEDIO' PRODUCIDA

EJEMPLO 3

UN SISTEMA PCM USA UNA SEÑAL CUYO ANCHO DE BANDA ES 50 Hz. SE MUESTREA A 100 Hz Y TIENE 4 NIVELES (SIMBOLOS) CUYAS PROBABILIDADES DE OCURRENCIA SON $\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8}$ Y $\frac{1}{8}$.

ENTONCES $H = \frac{1}{2} \log 2 + \frac{1}{4} \log 4 + \frac{1}{8} \log 8 + \frac{1}{8} \log 8$

$$H = 1.75 \text{ bits/simbolo}$$

EL TIEMPO DE DURACION DE CADA SIMBOLO = $\frac{1}{f} = T = 0.01$ seg.

ENTONCES LA FRECUENCIA DE LOS SIMBOLOS ES

$$R = \frac{H}{T} = \frac{1.75}{0.01} = 175 \text{ bits/seg.}$$





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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

COMUNICACIONES DIGITALES

M. EN C. SALVADOR LANDEROS AYALA

NOVIEMBRE, 1981



Fig. 1.1. U.S. and Canadian telephone industries' medium-length (500-2000 km) wideband, transmission-system investment forecast for 1984.

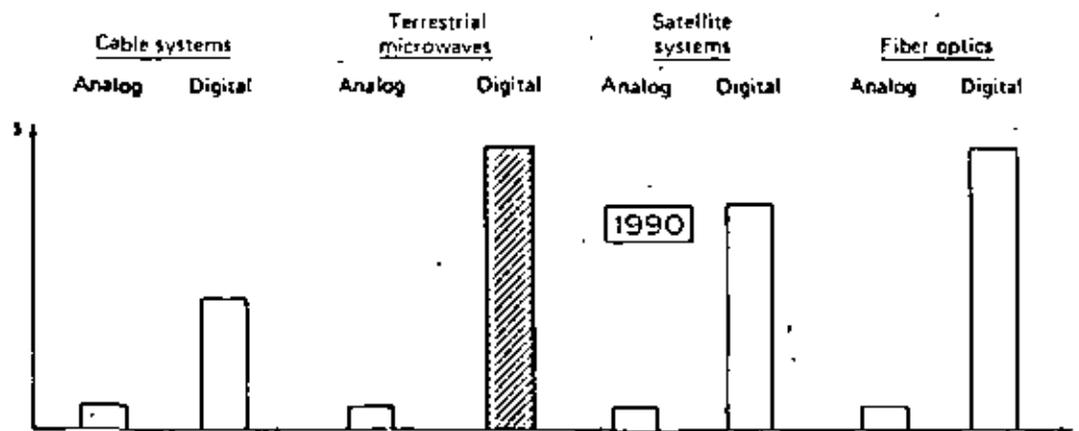
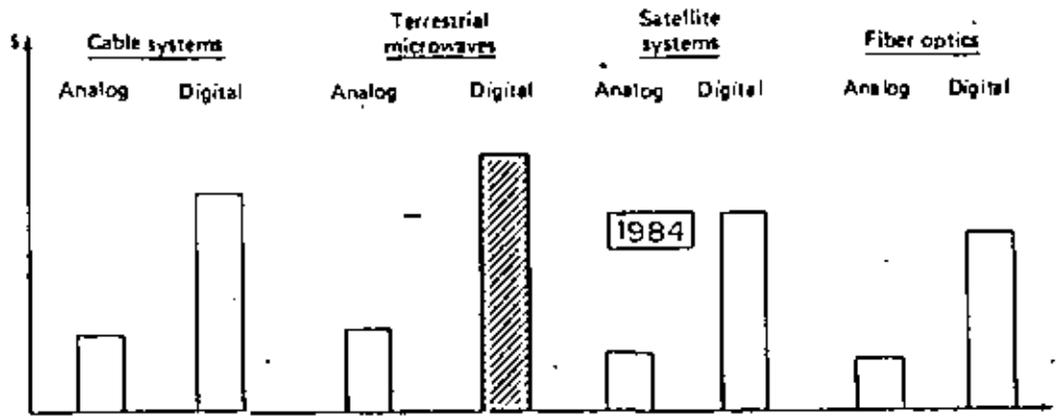


Fig. 1.2. U.S. and Canadian telephone industries' medium-length (500-2000 km) wideband, transmission-system investment forecast for 1990.

TABLE 1.1 Japan's Long-Haul Transmission Line
Digitization Program (By permission
from the IEEE Ref. 1.10)

Planning Period	Analog Transmission Line	Digital Transmission Line	Digital-to-Analog Circuit Ratio (%)
1978-'82	Route duplication completion	Digitization commencement	10
1983-'87	Stabilized period	Growing period	50
1988-'92	Decreasing period	Route duplication commencement	Digital 70
1993-'97	Decaying period	Route duplication completion	90

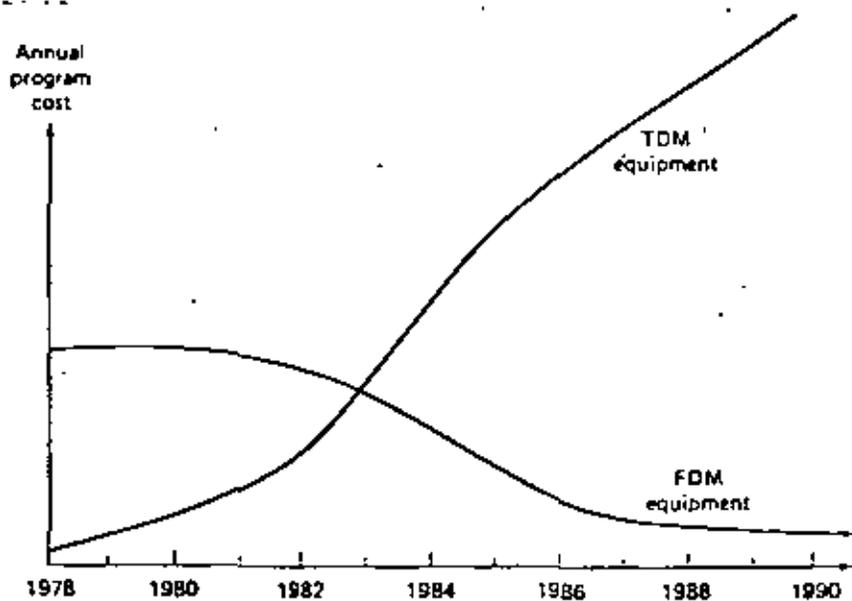


Fig 1.3. Comparison of FDM and TDM equipment growth.

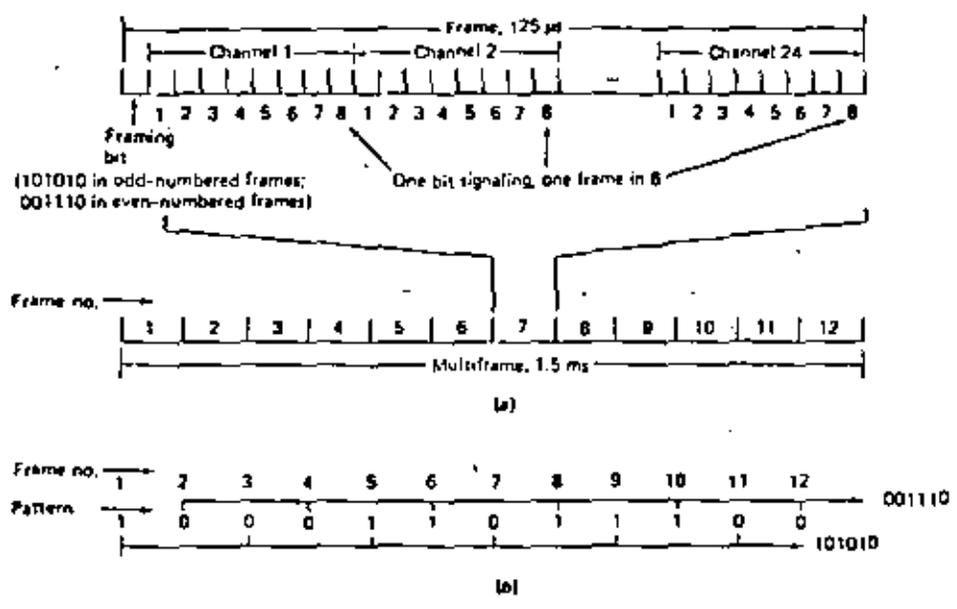


Figure 3-32 Signaling format, T1 system. (a) Frame structure, T1 system. (b) Framing bit pattern.

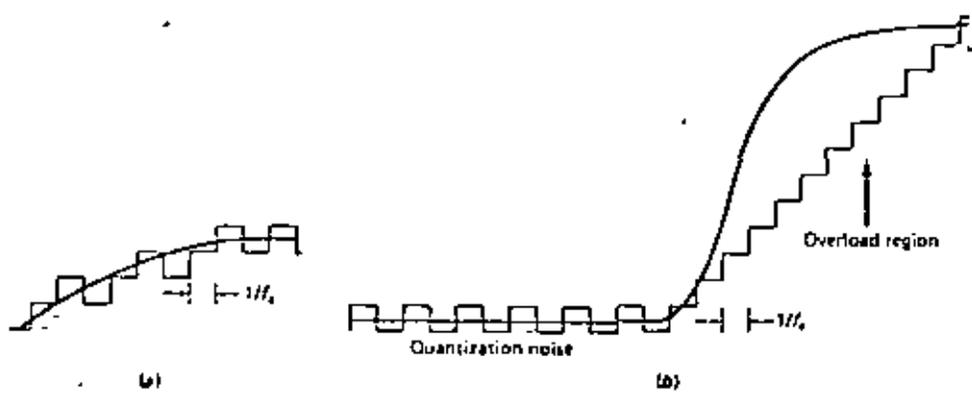


Figure 3-38 Sources of noise in delta modulation. (a) Quantization noise. (b) Overload noise.

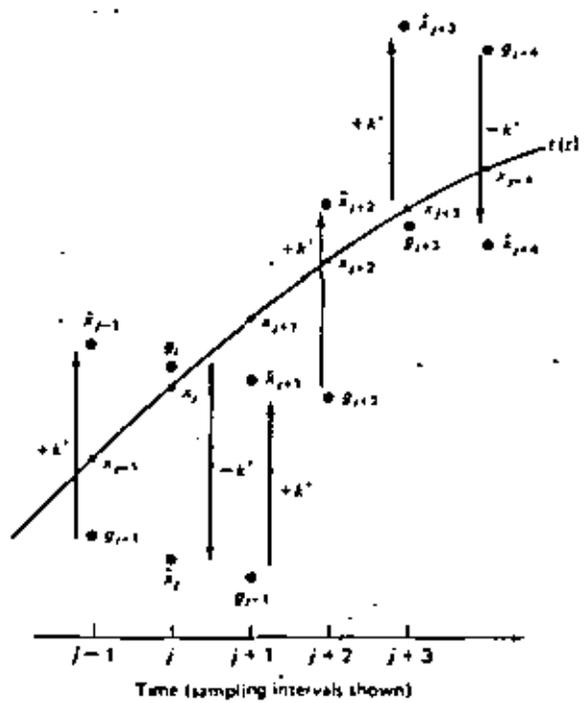


Figure 3-37 Operation of delta modulator.

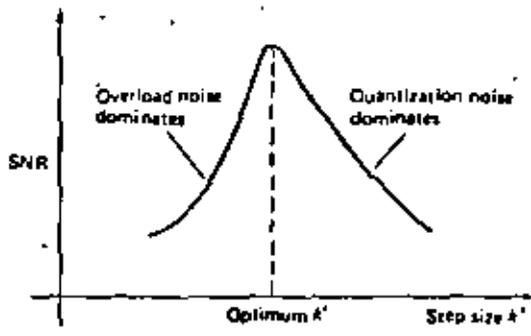


Figure 3-39 Typical performance curve for delta modulation.

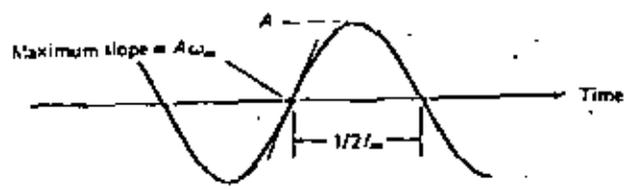


Figure 3-40 Sinusoidal test signal.

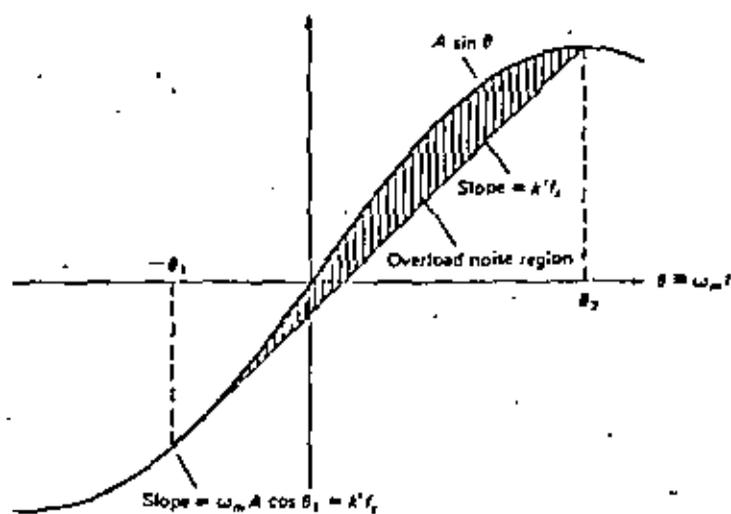


Figure 3-42 Calculation of overload noise, sine-wave signal.



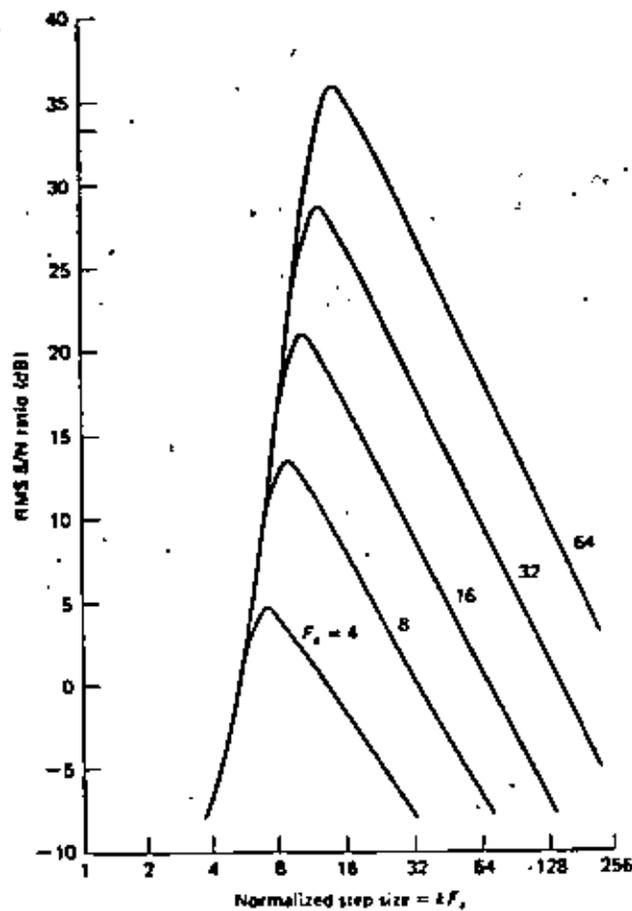


Figure 3-44 SNR for band-limited flat gaussian signals. (From J. B. O'Neal, "Delta Modulation Quantizing Noise, Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals," *Bell System Tech. J.*, vol. 45, p. 123, January 1966, fig. 4. Copyright, 1966, The American Telephone and Telegraph Co., reprinted by permission.)

154 INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION, AND NOISE

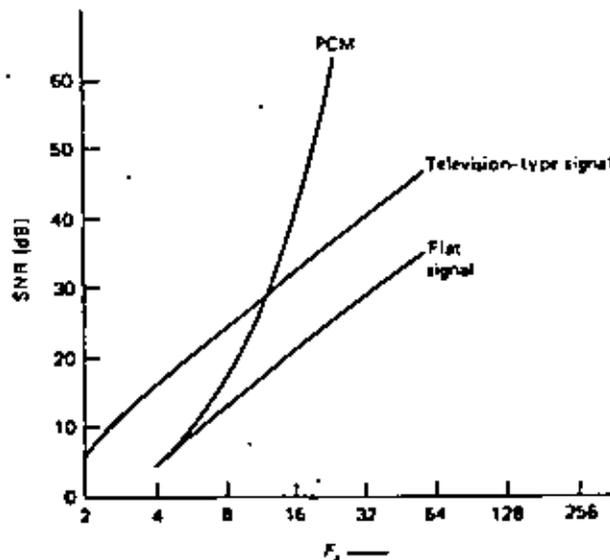


Figure 3-45 Comparison of delta modulation and standard PCM for band-limited gaussian signals. (From J. B. O'Neal, "Delta Modulation Quantizing Noise, Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals," *Bell System Tech. J.*, vol. 45, p. 127, January 1966, fig. 7. Copyright, 1966, The American Telephone and Telegraph Co., reprinted by permission.)

Lista de Alumnos del Curso: Telecomunicaciones Vía Microondas
del 23 de Noviembre al 5 de Diciembre de 1981.

- | | | | |
|---|---|--|---|
| 1. Roger Aguilar Valenzuela
Teléfonos de Méx., S.A.
Subgerente
Parque Vía 198-102
México 5, D.F.
518 82 20 | Gustavo Salazar 8
Las Cípreas
México 21, D.F.
677 45 25 | 8. Carlos Antonio Duarte Huertado
Av. Juárez 66
Uruapan, Mich.
202 64 | Av. Sn. Mateo 79
Santiago Occipaco
Naucalpan, Estado de México
572 69 17 |
| 2. Sergio Jesús Arévalo Salcedo
Teléfonos de Méx., S.A.
Ingeniero de Proyectos
Sullivan 199 Oficina 301
México 5, D.F.
535 50 11 | Estrella 168 Edif. M Acceso H
Dpto. 103
Guerrero
México 3, D.F.
529 40 26 | 9. Juan Manuel Fuentes Herrera
Motorola de México, S.A.
Ingeniero de Sistemas
Av. A. Obregón 168
México, D.F.
584 24 11 | Sadicornot 96-202
México 4, D.F.
535 40 98 |
| 3. Alfonso Bermúdez de Lucas
Teléfonos de México, S.A.
Jefe de Departamento
Parque Vía 198
México 5, D.F. | Allende 267
Clavería
México 16, D.F.
396 47 81 | 11. Luis García Gutiérrez
Facultad de Estudios Superiores
Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx. | Cacamá 88
Sta. Isabel
México 14, D.F.
781 06 58 |
| 4. Rosavel Camilo Hernández
Teléfonos de Méx., S.A.
Investigador
Parque Vía 198
México 5, D.F.
546 34 83 | Nak-Tong 23
Aragón, Edo. de México | 12. Benjamín García Jiménez
TELMEX, S.A.
Ing. de Proyectos
Sullivan 199-9º
México 4, D.F.
535 53 03 | Ote 245 No. 147
Oriental
México 9, D.F.
558 19 68 |
| 5. Gonzalo Covarrubias Olivares
Banco Internacional, S.A.
Gerente Divisional de
Comunicaciones y Teleproceso
P. de la Reforma 156-4º
México 6, D.F.
566 00 25 | G. Prieto 58-8
San Rafael
México 4, D.F.
535 13 14 | 13. Pedro García Serrano
Banco Internacional, S.A.
Ing. en Comunicaciones
Reforma 156-4º
México 6, D.F.
566 08 34 | Bahía Sta. Barbara 183-8
Ver. Anzures
México 17, D.F. |
| 6. Ezequiel Chávez Torres
Tiempo Compartido, S.A.
Gerente de Operaciones
Reforma 300 12º
México 6, D.F.
527 84 43 | Morelos 14
Cpl. Jacarandas
Tlanepantla, Estado de México
398 14 67 | 14. Carlos Gabriel Girón García
CONTELMEX, S.A.
Subdirector Adjunto Ventas
Dinamarca 51-4º
México 6, D.F.
528 73 03 | Córdoba 220 B
México 7, D.F.
574 6339 |
| 7. Jesús Dávila Cruz
CFE
Jefe de Comunicaciones Brigada Móvil de Pert.
Av. Sn. Rafael Sta. Cecilia 211
Tlanepantla, Edo. de México.
565 36 18 | 2º. Cda. Sn. Andrés Tetepilco
México 13, D.F.
532 19 64 | 15. José Luis Guisa Torres
IM P
Jefe del Depto. de Telecomunicaciones
Lázaro Cárdenas 152
México 14, D.F.
567 66 00 Ext. 2600 | Tabacos 26
San Mateo
Naucalpan, Edo. de México
373 33 17 |



16. Rubén Walter Ramos
CDI, PEMEX, S.A. de C.V.
Gerente de Operación División Metropolitana
Liverpool 74-A
México 6, D.F.
533 30 00
17. Pascual Hidalgo Hernández
PEMEX
Supervisión Sistemas
Marina Nat. 329
México 17, D.F.
250 74 31
18. Braulio Héctor Guillén Blancas
Comisión de Aguas del Valle de México
Balderas 55
México 1, D.F.
585 50 66 Ext. 315
19. Ernesto Jiménez Barquera
Físicos Unidos, S.A.
Gerente
V. M. Alemán 106-1
México 12, D.F.
543 30 06
20. Narciso López Vázquez
Teléfonos de México, S.A.
Ing. de Proyectos Nva. Tecnología
Parque Vía 198
México 5, D.F.
592 55 82
21. Bernardo Martínez Avalos
AGABA
Gerente de Ventas
Lázaro Cárdenas 829
México 12, D.F.
599 89 76
22. Dante Martínez Tejeda
Tiempo Compartido, S.A.
Jefe del Depto. de Telecomunicaciones
P. de la Reforma 400-12*
México 6, D.F.
525 90 40
- Mza. C Lote 226 Zona 17 1°
Dpto. 102
CFM Culhuacán
México, D.F.
- Melchor Muzquiz II Depto. 7
Martín Carrera
México 14, D.F.
757 15 85
- Sevilla 405-306
México 13, D.F.
- Canova 32-3
Mixcoac
Mexico 19, D.F.
563 77 46
- Huixtapan Mz. 61 Lt. 21
San Felipe de Jesús
México 14, D.F.
75389 68
- Sierra Sta. Rosa II
Lomas de Sn. Isidro
México 10, D.F.
540 54 72
- Calz. México-Tacuba 973
Huixtapan
México 17, D.F.
5268443
23. Jesús Matus Ruiz
Productos de Concreto Tolteca, S.A.
Jefe del Depto. Eléctrico
Av. S. Antonio 461
México 18, D.F.
515 86 56 Ext. 153
24. Ernesto Mijangos Luna
S A R II
Técnico de Mantenimiento
Jalapa, Ver.
25. Francisco Moreno Cruz
I M P
Jefe del Sistema de Conmutaciones
Lázaro Cárdenas 152
México 14, D.F.
567 91 00
26. Jorge Ornelas Valadez
PEMEX
Marina Nat 129
México 17, D.F.
250 74 31
27. Miguel Pazarán Saavedra
Lago Atlixán 167.
México 17, D.F.
399 71 40
28. Jorge Federico Prieto González
S C T
Dirección General de Correos
Departamento de Ingeniería
Jefe de la Oficina de Procesos Operativos
Aldama 218
México 3, D.F.
526 54 72
29. Guillermo Prieto Ortiz
PEMEX
Marina Nat. 329
México 17, D.F.
250 74 31
30. Carlos A. Ramírez Rodríguez
INDETEL
Av. Ciencia 13
Cuautitlán, Edo. de Méx.
2 23 22
- Edificio 12 C
U. Lindavista
México 14, D.F.
567 83 18
- Colmenar 40
Tlalpa
México 22, D.F.
- Merced Gómez 117-8
Mixcoac
México 19, D.F.
- Noncalco 189 Depto. 101 A
México 3, D.F.
782 08 26
- Fundidora de Monterrey 377 Bis
México 14, D.F.
- Artículo 123 No. 53-15
México 1, D.F.
521 93 47
- Nisperos 71
San Mateo
Naucalpan, Edo. de Méx.
373 41 09

