



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

MODULACION Y DEMODULACION DE SEÑALES ANALOGICAS

M. en C. Caupolican Muñoz Gamboa

AGOSTO, 1982

## SEÑALES ANALÓGICAS

1. Introducción
2. Las señales en el dominio de la frecuencia.
3. Modulación lineal.
  - 3.1 Amplitud modulada (AM)
  - 3.2 Doble banda lateral (DBL)
  - 3.3 Banda lateral única (BLU)
4. Modulación angular
  - 4.1 Espectro de las señales moduladas angularmente.
5. Multicanalización por división de frecuencia (MDF)
6. Moduladores y demoduladores.
7. Modulación por pulsos.
8. Efectos del ruido

Caupolicán Muñoz Gamboa  
División de Estudios de Posgrado  
Facultad de Ingeniería, UNAM.

## 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 imposibilitaría 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

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos \left( n \omega_0 t + \underline{X_n} \right) \quad (1)$$

donde

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

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

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

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

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

$$\underline{X}_n = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

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  $\underline{X}_n$  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  $\underline{X}_n$  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  $X_n$ ,  $\underline{X}_n$  y  $X(\omega)$  son representaciones de ellas en el dominio de la frecuencia), consiste en que  $X_n$  y  $\underline{X}_n$  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  $\omega$ .

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.

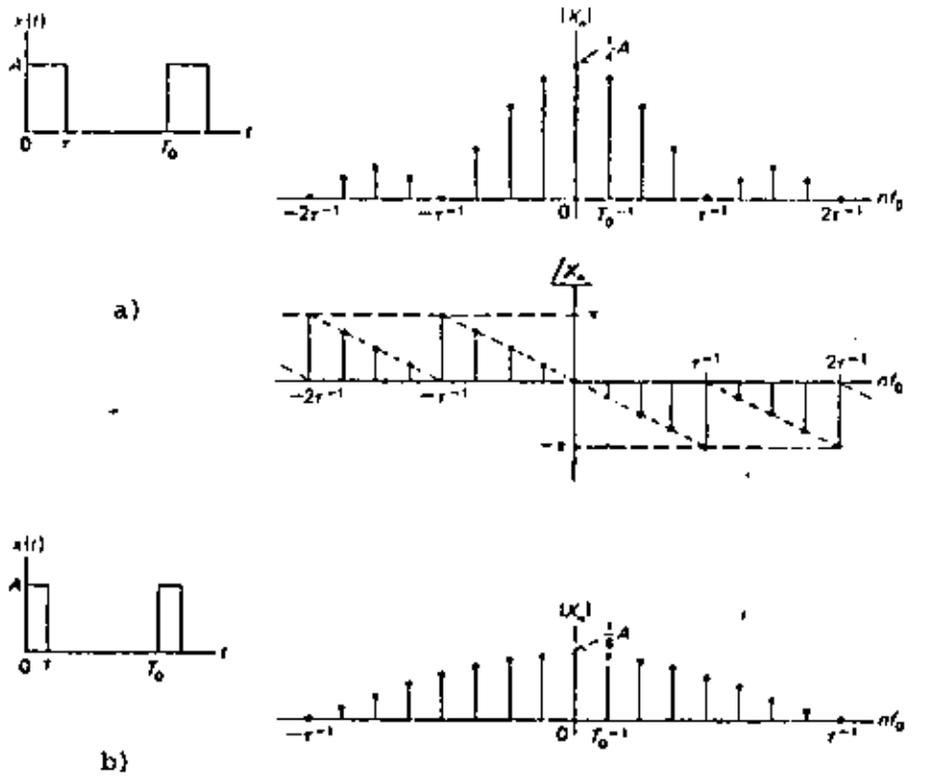


FIG. 1. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE,  $|X_n|$  y  $\phi_n$ , PARA UNA SEÑAL PERIÓDICA  $x(t)$  DE PERIODO  $T_0$ .

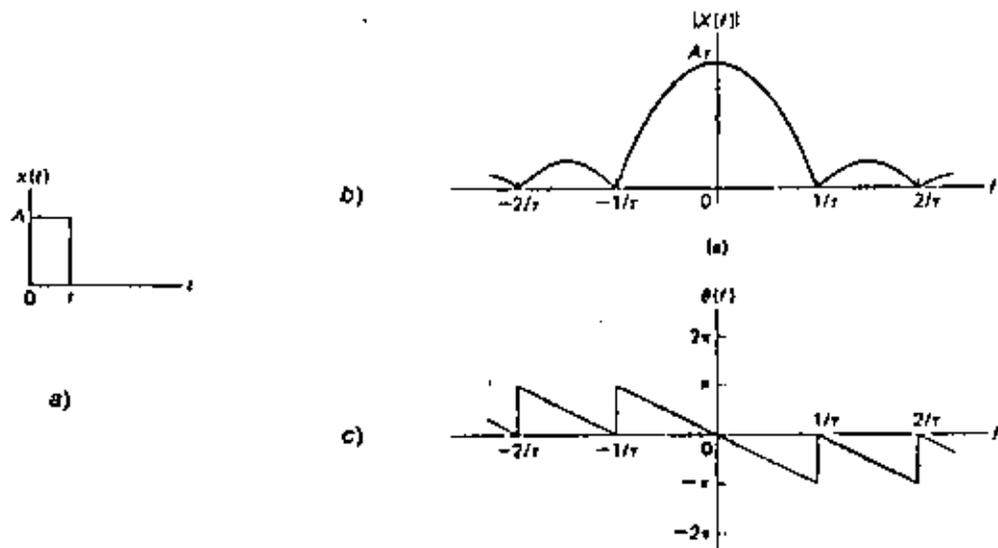


FIG. 2. ESPECTROS DE AMPLITUD Y FASE,  $|X(f)|$  Y  $\phi(f)$ , PARA UNA SEÑAL APERIÓDICA  $x(t)$  SIMILAR A LA DE LA FIGURA 1, EXCEPTO POR SU CARÁCTER NO REPETITIVO.

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  $\{X_n\}$  y  $|X(f)|$ ) 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  $\omega$ ) 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

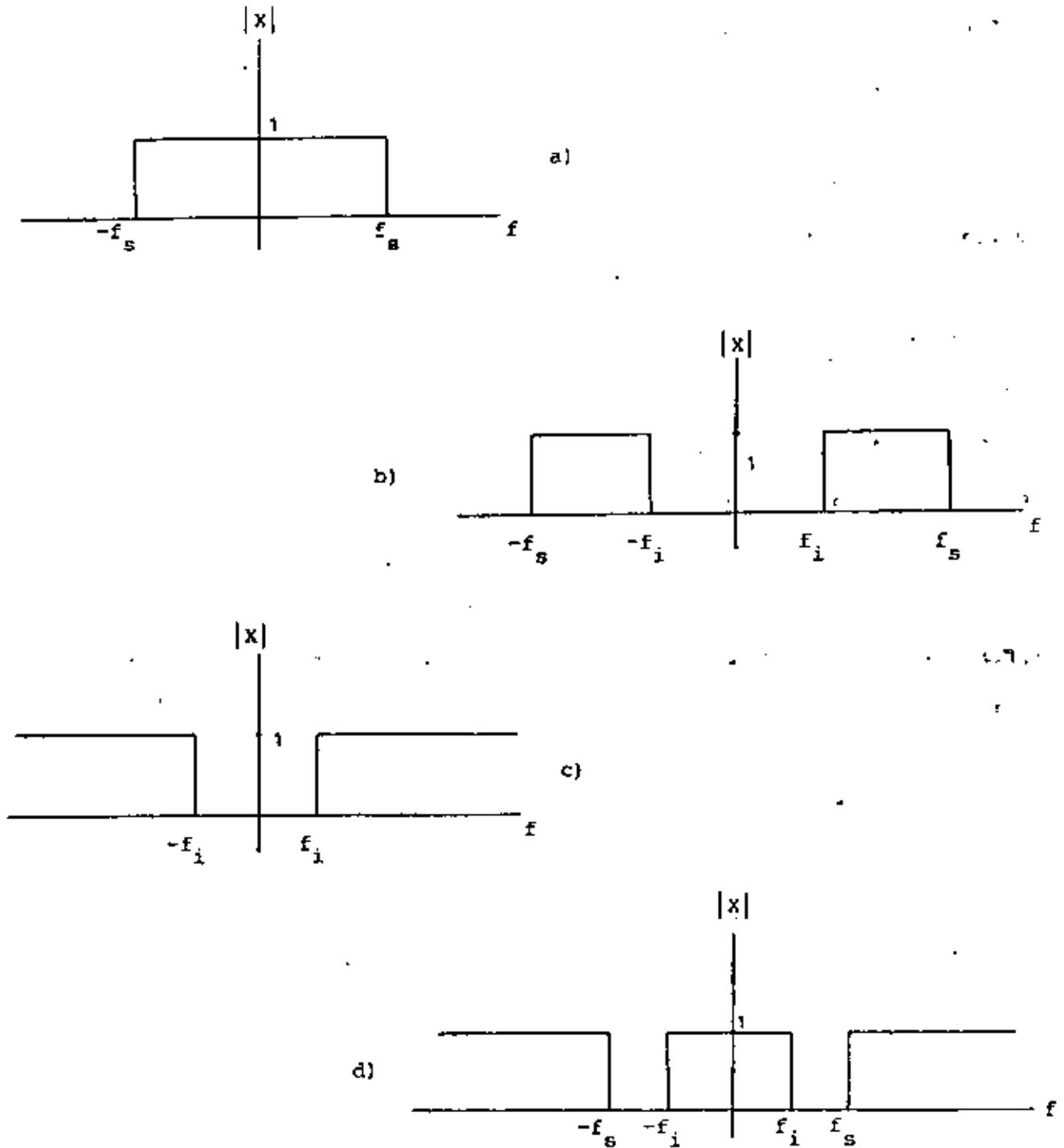


FIG. 3. REPRESENTACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LOS FILTROS IDEALES. a) FILTRO PASOBAJAS. b) FILTRO PASOBANDA. c) FILTRO PASOALTAS Y d) FILTRO DE RECHAZO DE BANDA. LAS FRECUENCIAS DE PASO APARECEN CON GANANCIA UNO Y LAS DE RECHAZO CON GANANCIA CERO.

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 acarreoan 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:

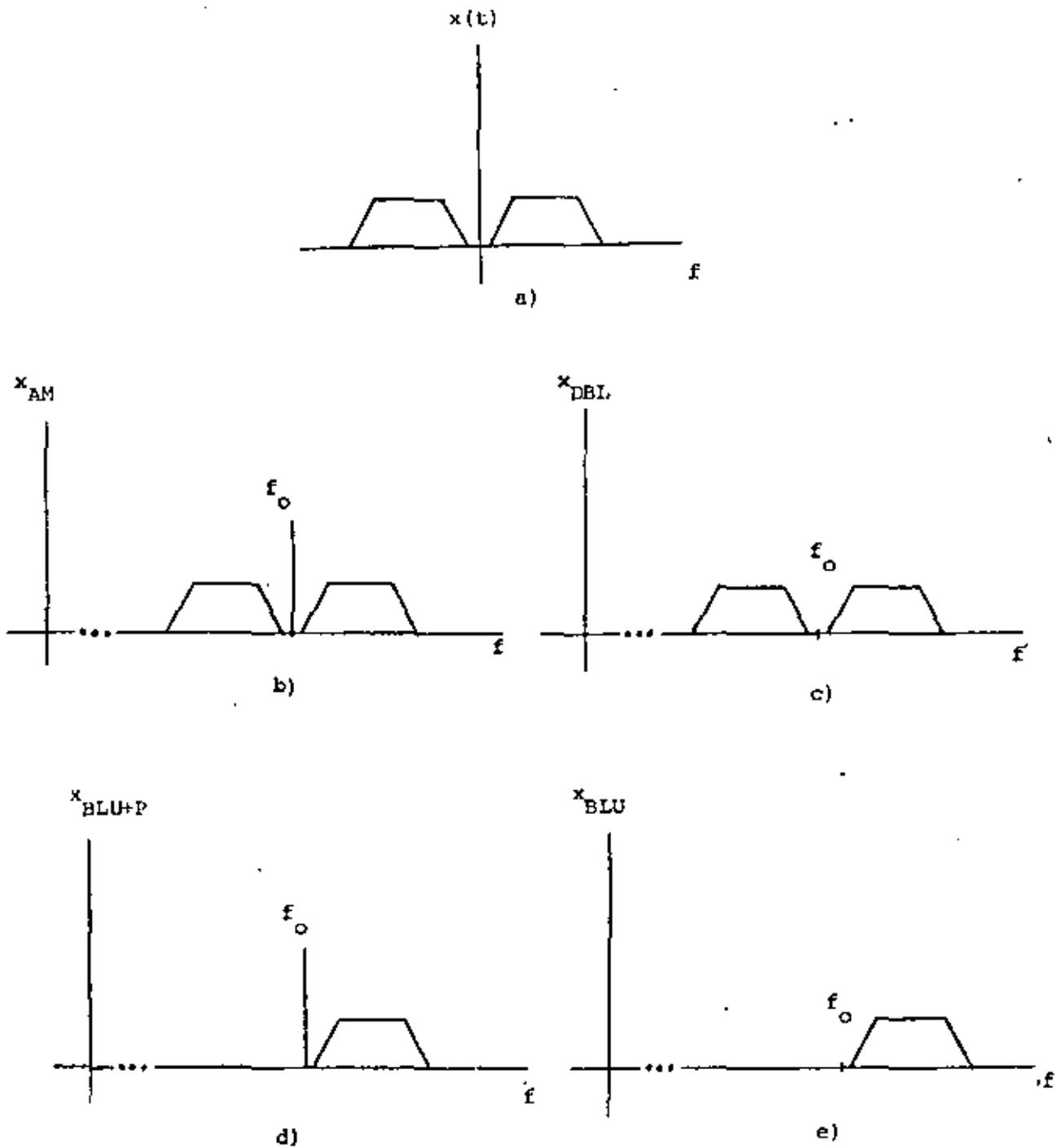


FIG. 4 MECANISMOS BASICOS DE LA MODULACION LINEAL. a) ESPECTRO DE LA INFORMACION, b) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN AM, c) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN DBL, d) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU+P y e) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA EN BLU.

- 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  $\omega_0$ , 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  $\omega_0$  (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  $\omega_0$  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  $\epsilon$ , 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 maximum absoluto de  $x_1(t)$  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  $180^\circ$ , se tratará de AM-PR.

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

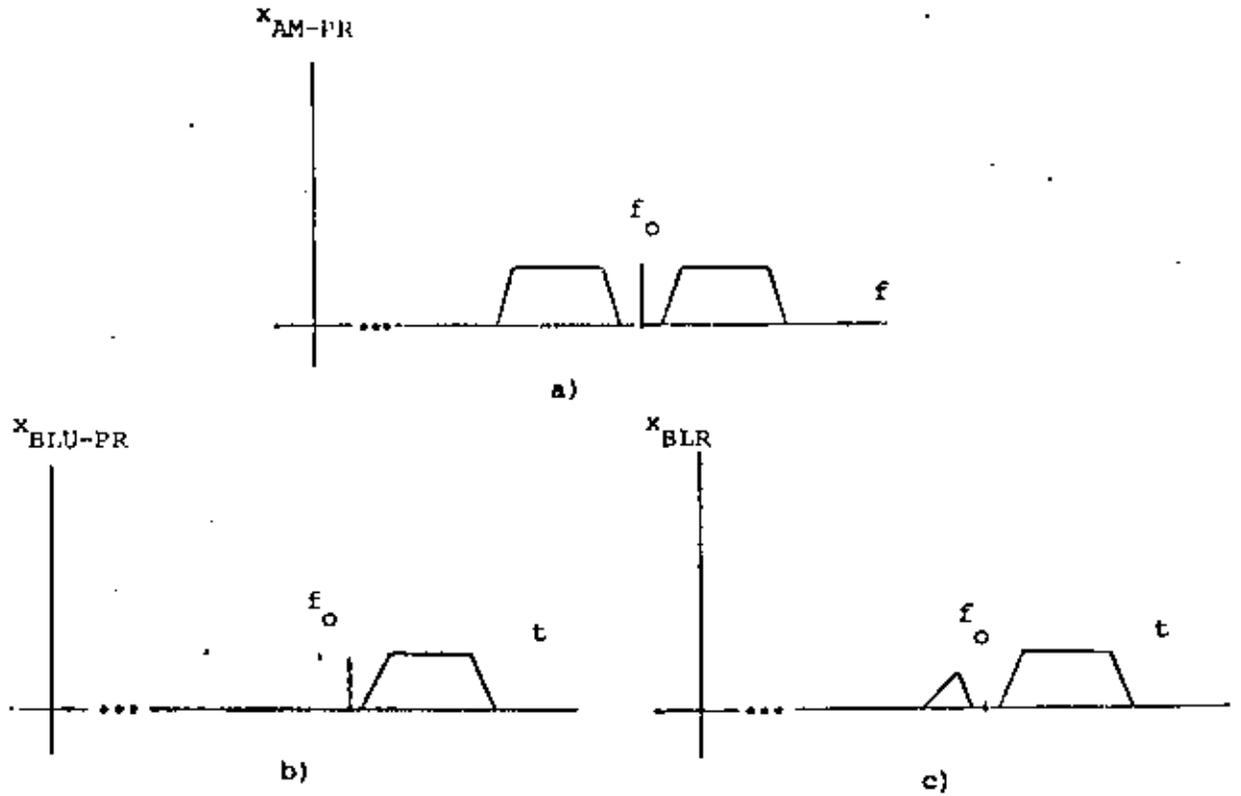


FIG. 5 ESPECTROS DE LAS SEÑALES MODULADAS POR LOS MECANISMOS INTERMEDIOS. a) AM-PR, b) BLU-PR y c) BLR.

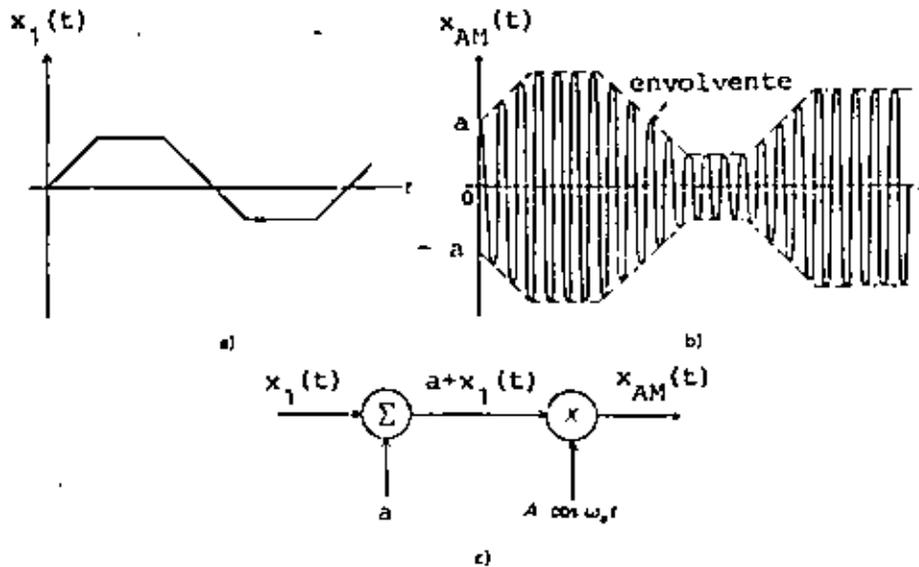


FIG. 6 ASPECTO DE LA SEÑAL DE AM EN EL TIEMPO, CUANDO EL INDICE DE MODULACION ES INFERIOR AL 100%.

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  $180^\circ$ .

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

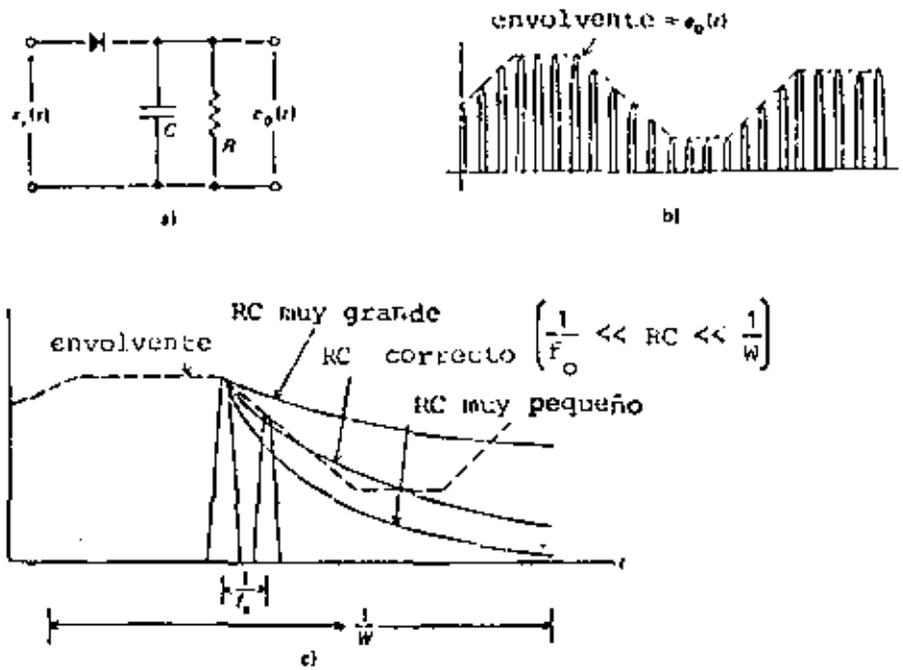


FIG. 7 MECANISMO DE DETECCIÓN DE ENVOLVENTE. a) CIRCUITO DETECTOR, b) FORMAS DE ONDA y c) EFECTOS DE LA CONSTANTE DE TIEMPO.

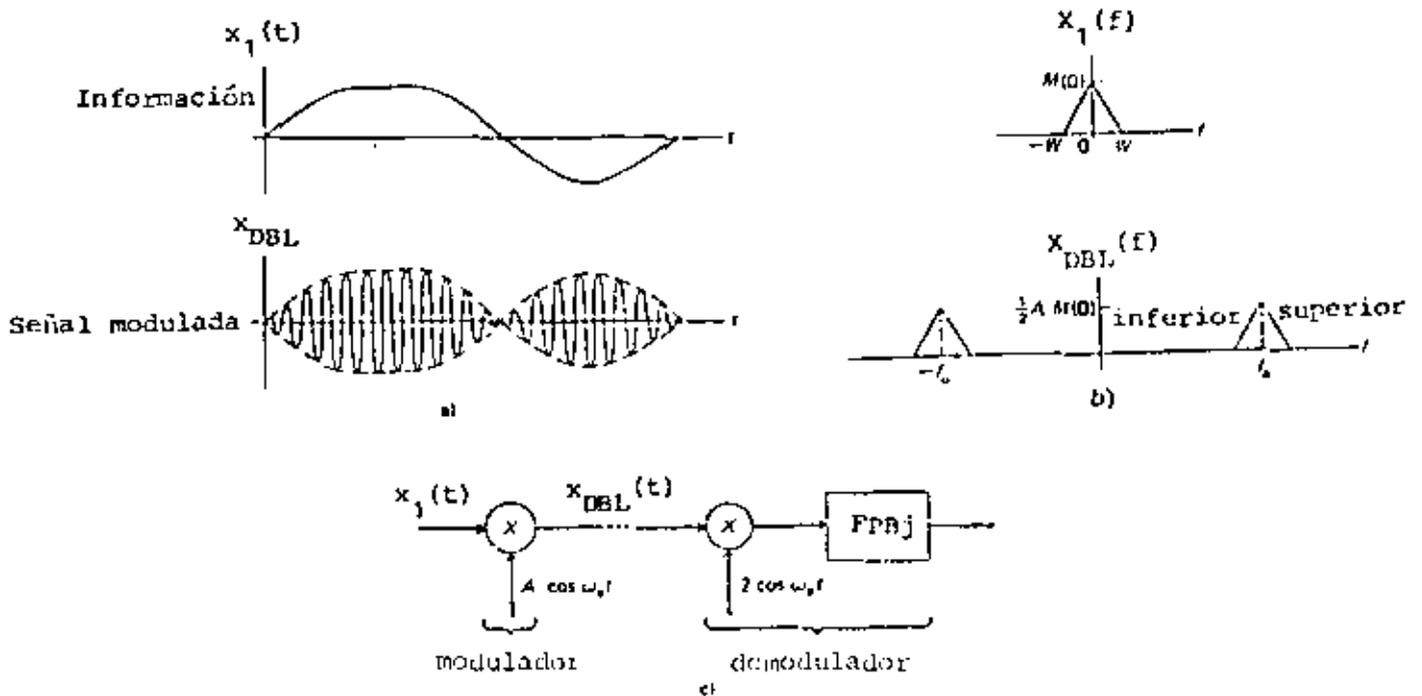


FIG. 8 MODULACION EN DOBLE BANDA LATERAL (DBL). a) FORMAS DE ONDA, b) ESPECTOS DE AMPLITUD y c) MECANISMO DE MODULACION Y DEMODULACION.

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  $\omega_0$ , 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  $\omega_0$ . 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  $180^\circ$ , 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  $180^\circ$ .

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  $\omega_0$  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  $\omega_0$ , 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 ÚNICA (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:

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

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.

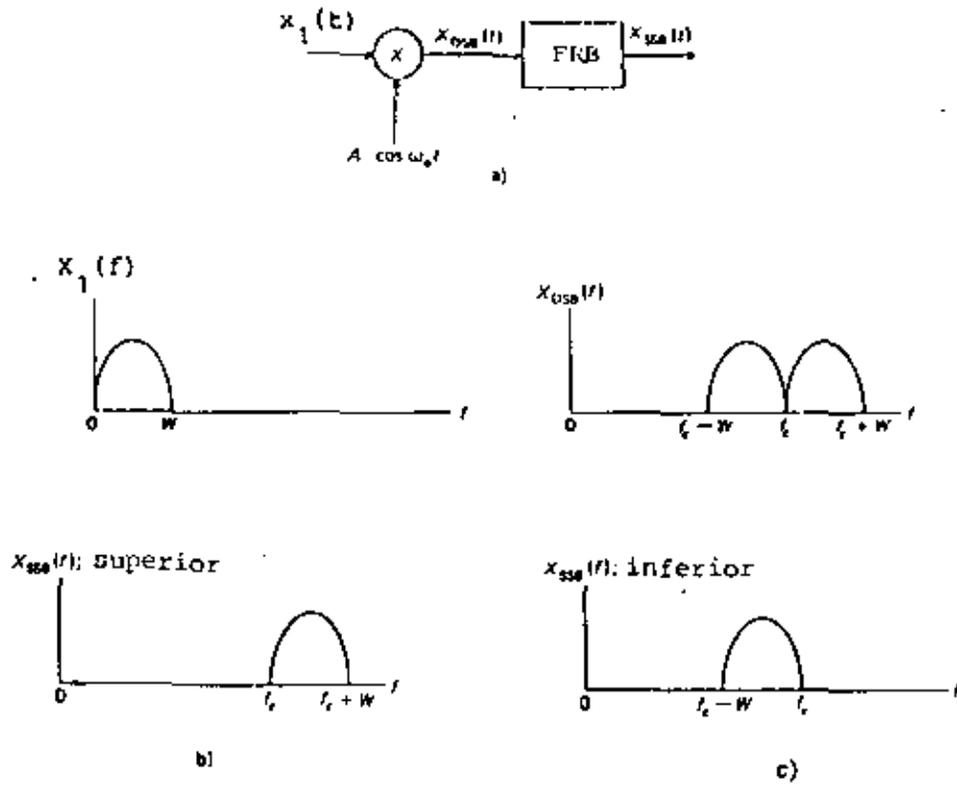


FIG. 9 GENERACION DE LA SEÑAL DE BLU a) MECANISMO DE MODULACION, b) ESPECTRO DE BLU (SUPERIOR), c) ESPECTRO DE BLU (INFERIOR)

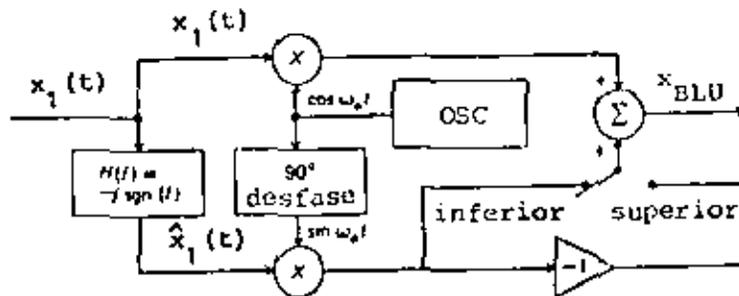


FIG. 10 GENERACION DE BLU POR EL METODO DE CORRIMIENTO DE FASE.

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  $\omega_0$ , 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:

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

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

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 frecuencias.

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. MODULACIÓN 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  $A(t) = A \left[ 1 + a x_1(t) \right]$  para AM, lo mismo puede realizarse con el ángulo  $\theta$ . 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  $\theta$ , en FM la señal se representa en forma de variaciones de frecuencia; en PM,

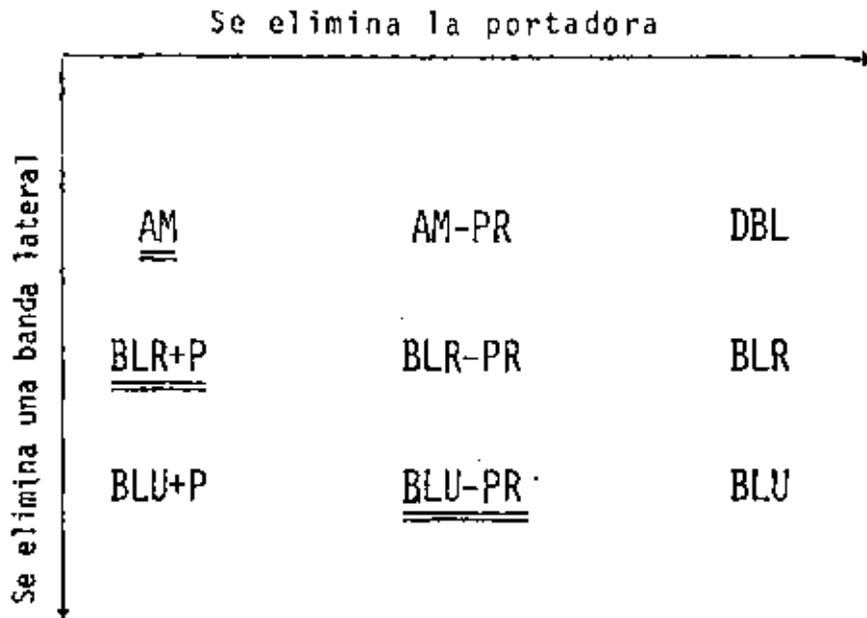


FIG. 11 RELACIONES ENTRE LOS METODOS DE MODULACION LINEAL EN CUANTO A LA ELIMINACION DE LA PORTADORA Y UNA BANDA LATERAL

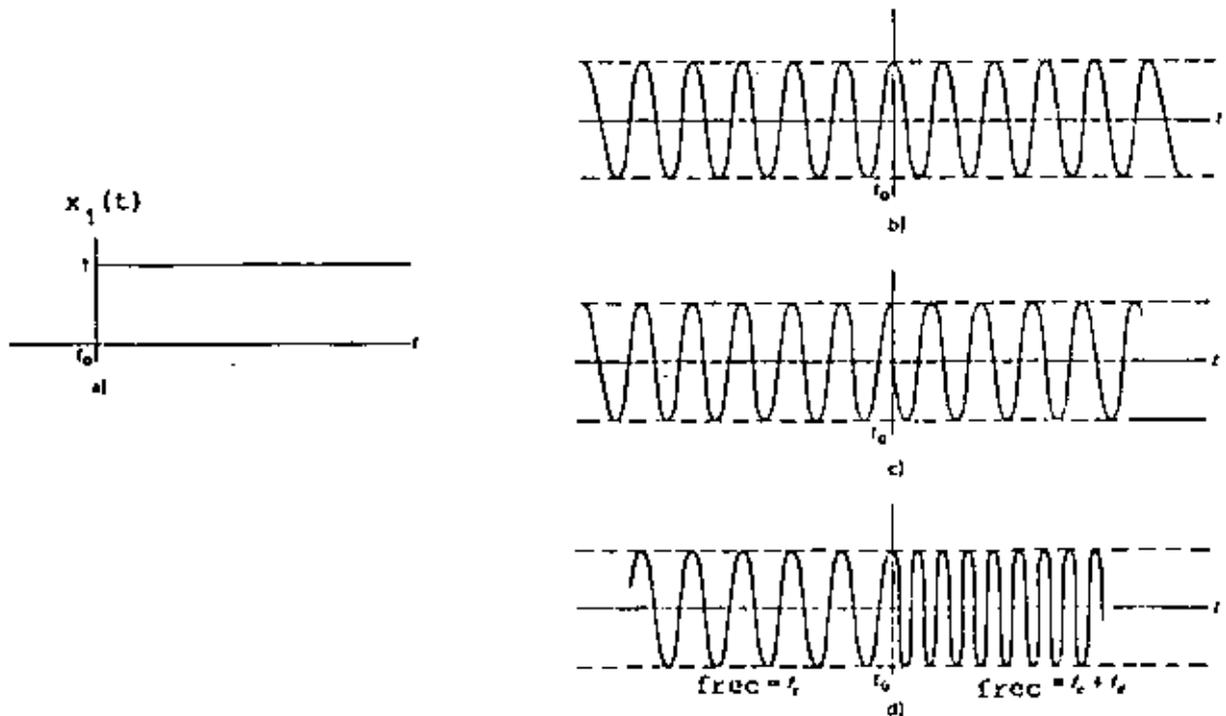


FIG. 12 COMPARACION ENTRE FM Y PM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

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  $\omega_0$  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

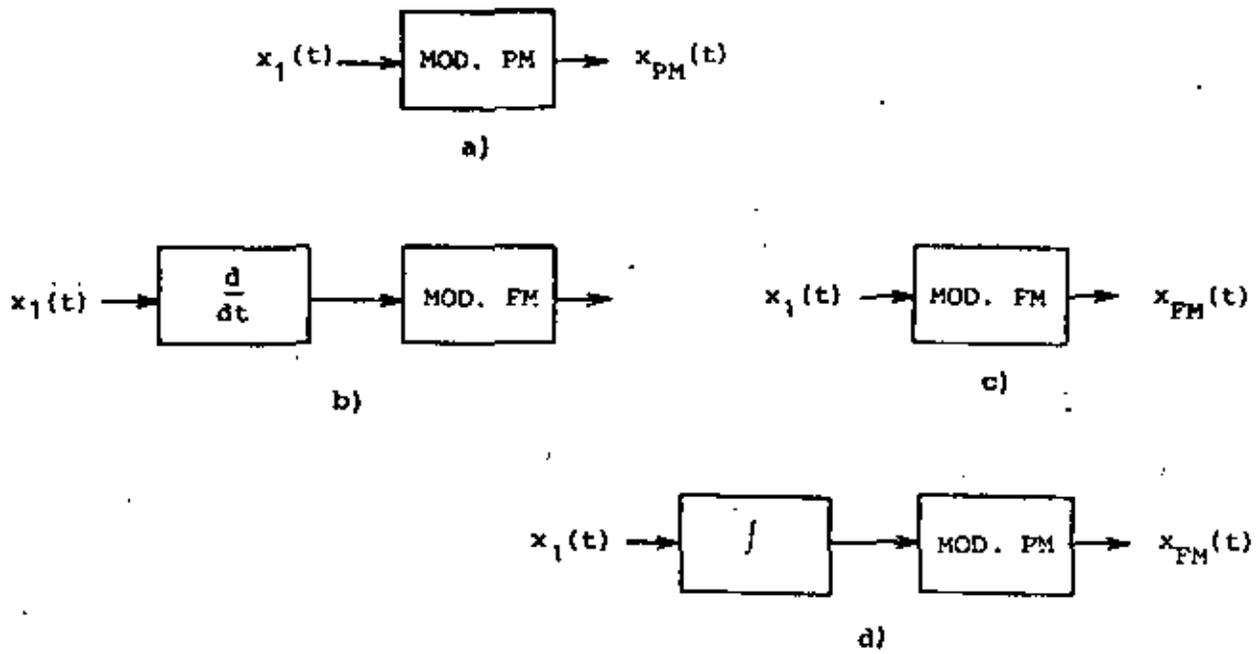


FIG. 13 RELACION EXISTENTE ENTRE LOS DOS METODOS DE MODULACION ANGULAR

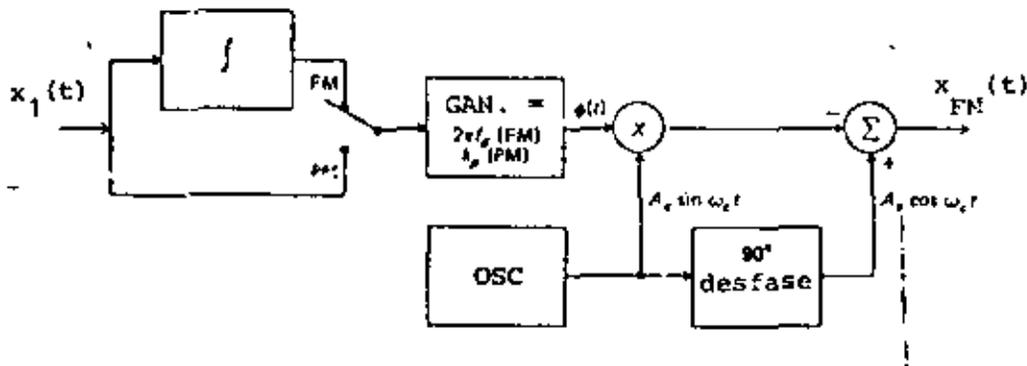


FIG. 14 GENERACION DE SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE EN BANDA ANGOSTA.

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  $\beta$  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  $\beta$ . Allí se notará que el ancho de banda de la señal modulada angularmente 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,

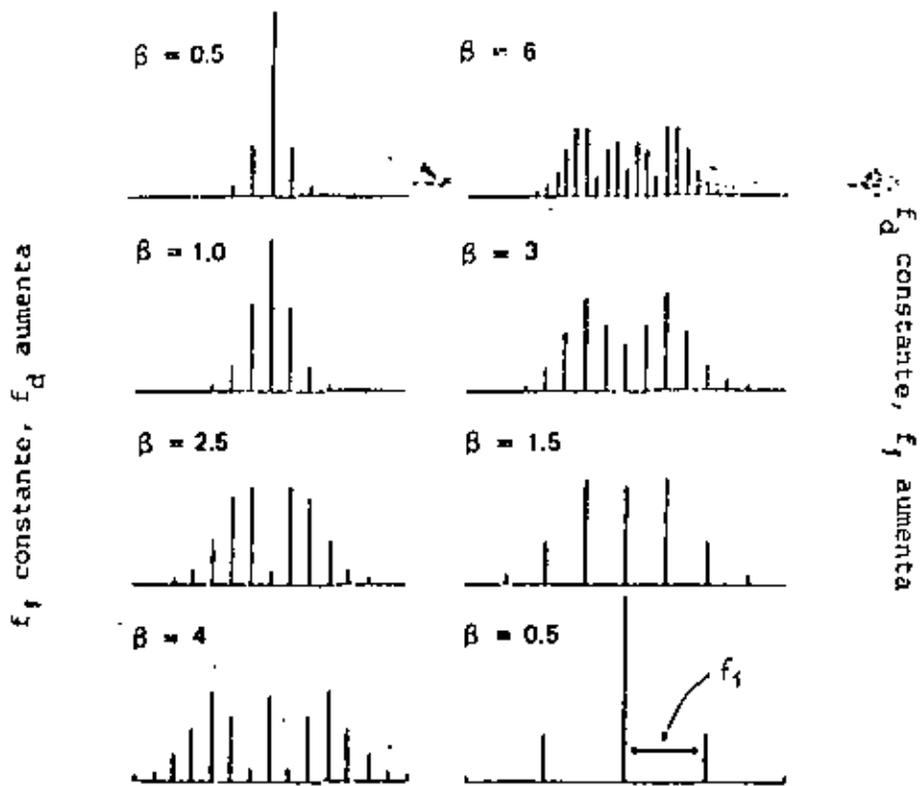


FIG. 15 ESPECTROS DE SEÑALES MODULADAS EN BANDA ANCHA PARA DIFERENTES INDICES DE MODULACION.

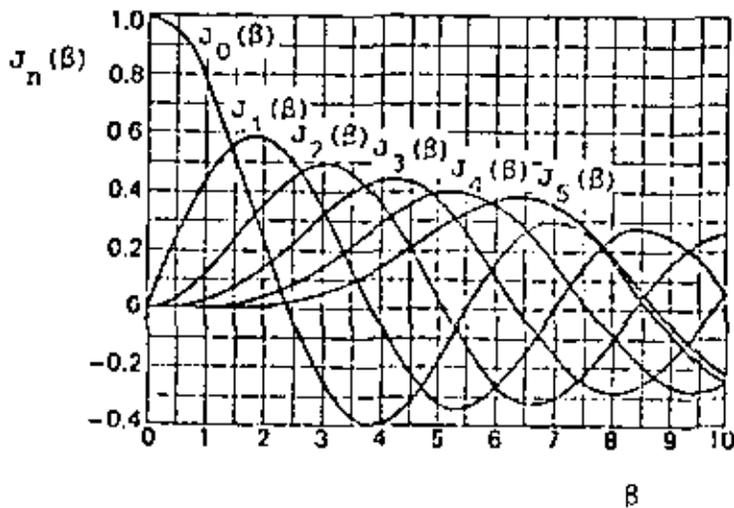


FIG. 16 FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA CLASE.

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  $\omega_0$ ,  $\omega_1$  y  $\omega_2$ . 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  $\omega_0$  que cubren completamente el espectro. Afortunadamente, las funciones de Bessel  $J_n(\beta)$ , 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  $\beta$ . 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,  $\beta$ ) es inversamente proporcional a  $W$  (o bien,  $f_M$ ).
- d) Esto no sucede con PM, porque  $D$  (y también  $\beta$ ) 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

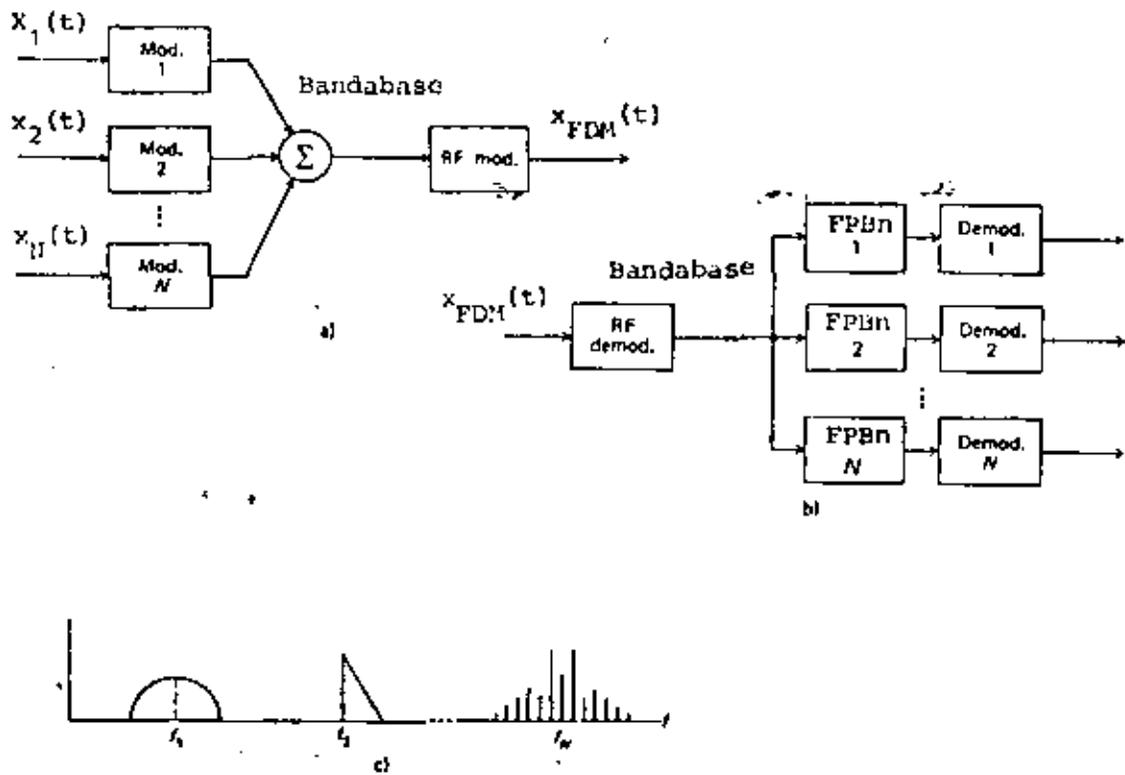


FIG. 17 ESPECTROS DE LAS SEÑALES Y CIRCUITOS UTILIZADOS EN EL SISTEMA DE MULTICANALIZACIÓN POR DIVISION DE FRECUENCIA (MDF)

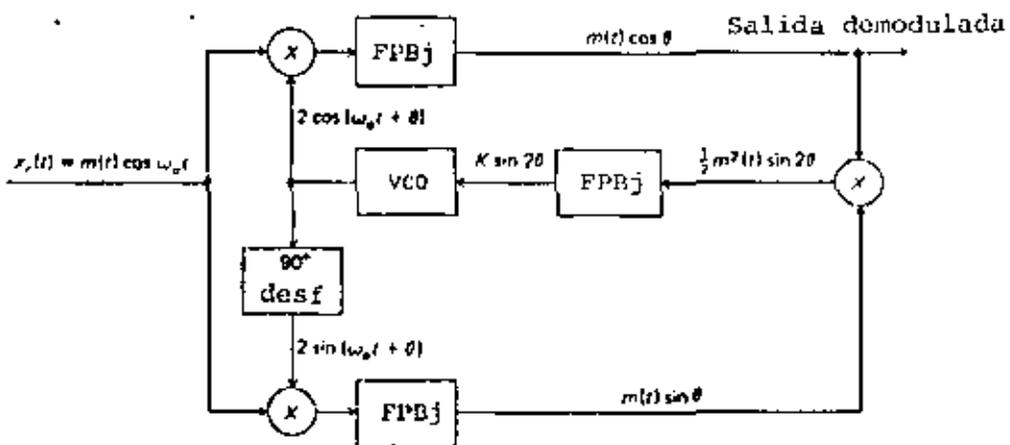


FIG. 18 LAZO DE AMARRE DE FASE DE COSTAS.

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 la 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.

## 6.1 MODULADORES Y DEMODULADORES LINEALES

Para AM se describieron las dos técnicas básicas de modulación, que se realizan mediante el modulador producto y el amplificador de ganancia 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 reinsertión 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  $\omega_0$  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

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

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

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 es 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

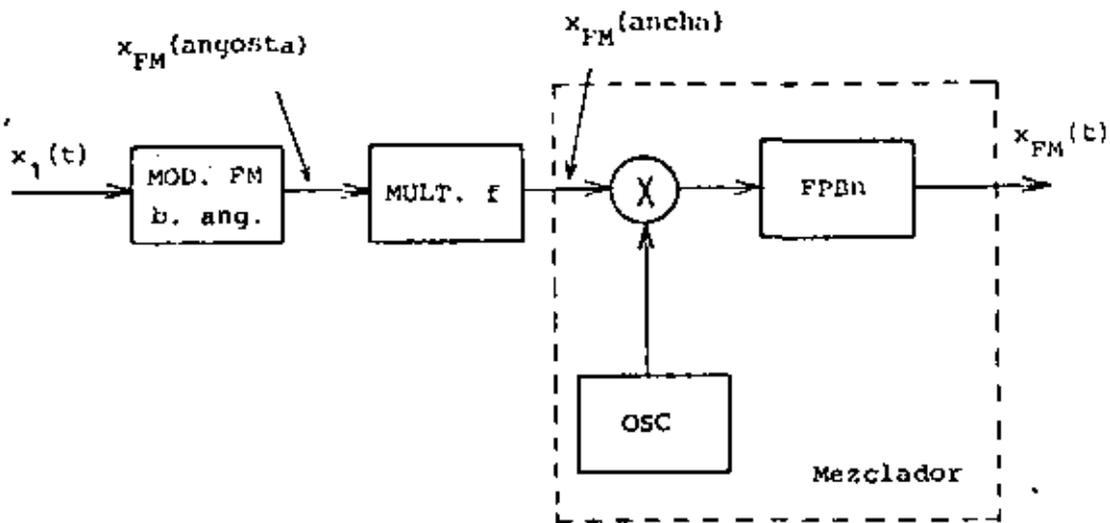


FIG. 19 GENERACION DE FM DE BANDA ANCHA MEDIANTE EL CONVERTIDOR DE BANDA ANGOSTA A BANDA ANCHA.

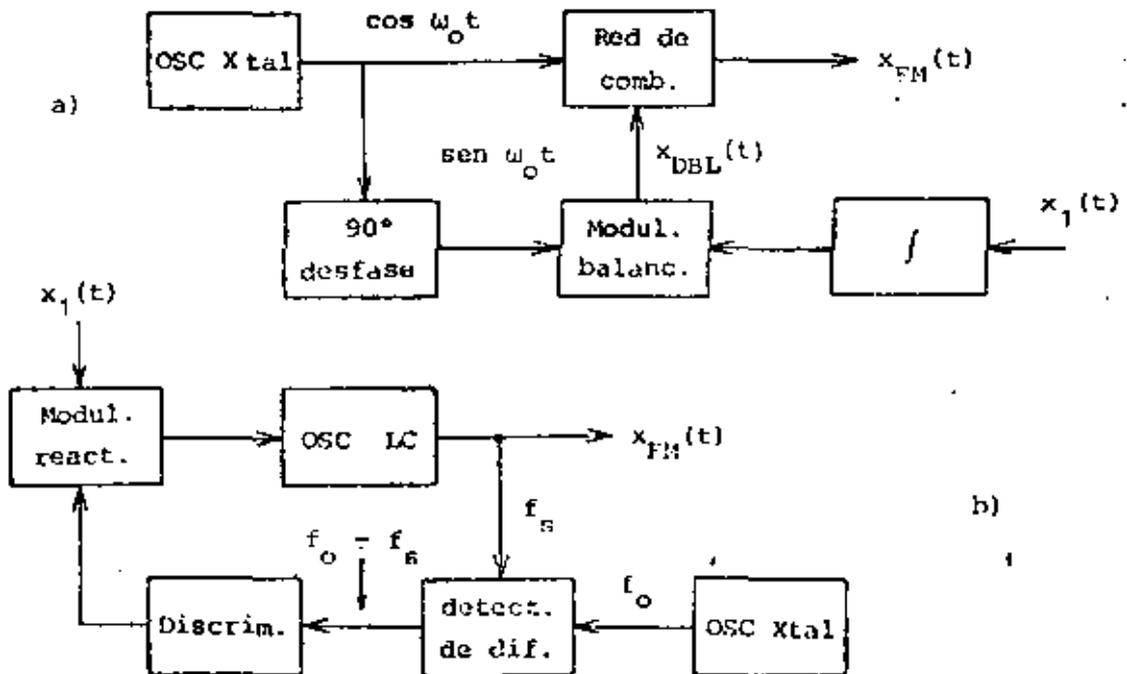


FIG. 20 OTROS METODOS DE GENERACION DE FM Y PM.

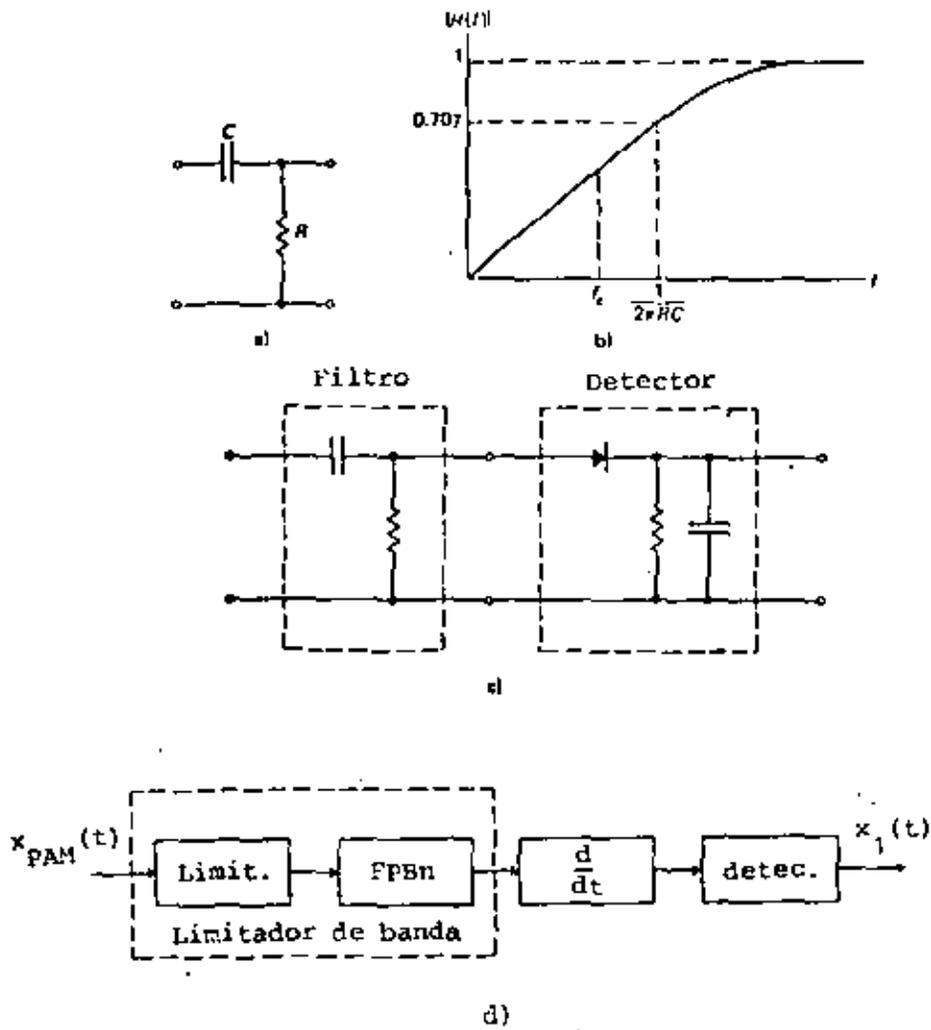


FIG. 21 DEMODULADORES DE FM y PM.

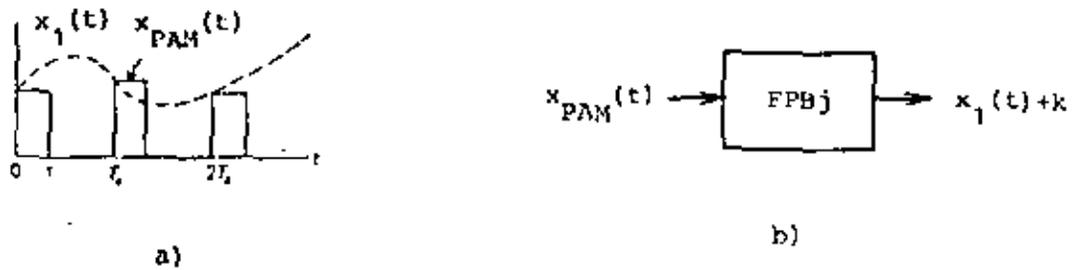


FIG. 22 SISTEMA PAM. a) MECANISMO DE GENERACION DE LA SEÑAL MODULADA. b) OBTENCION DE LA INFORMACION.

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.

$$f_s \geq 2 B$$

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  $\tau$ . La información se obtiene, según el teorema del muestreo, con un filtro pasabajas 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 ( $x_g(t)$ ) es el producto de este tren de impulsos y  $x_1(t)$ , entonces

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

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

donde  $T_s = \frac{1}{f_s}$  es el período del muestreo. Se notará que la señal  $x_g(t)$  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

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

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:

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

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

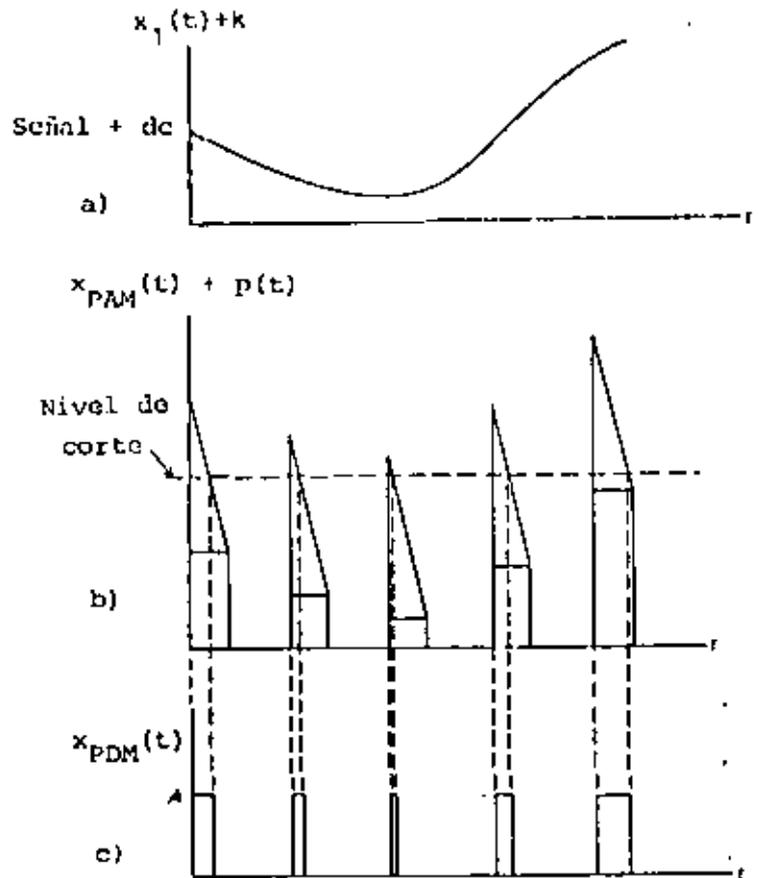


FIG. 23 SISTEMA PDM.

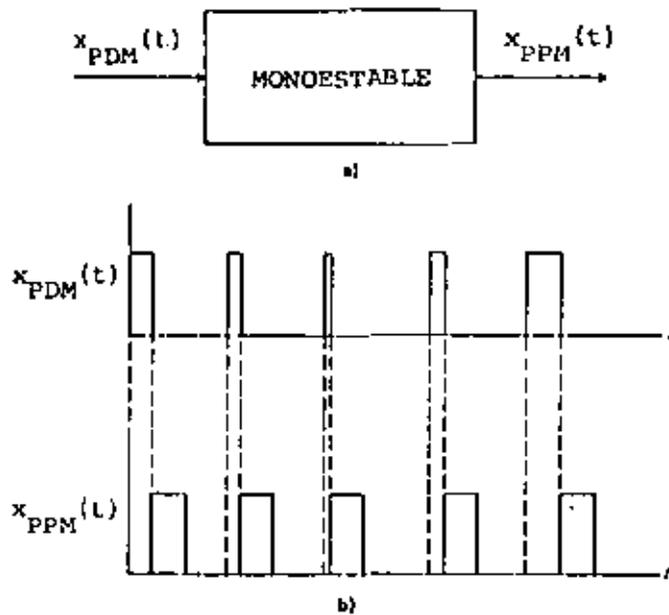


FIG. 24 SISTEMA PPM.

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

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

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

La expresión, aunque, complicada, demuestra que  $x_{\text{PDM}}(t)$  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.

## 8. EFFECTOS DEL RUIDO

Uno de los principales problemas que se encuentran en todos los sistemas de comunicaciones lo constituye el ruido. En general, el ruido se introduce no solamente en el canal de transmisión, sino que también durante el

procesamiento de las señales en la transmisión y recepción. Por otra parte, proviene de fuentes muy diversas que pueden clasificarse en exteriores al sistema (ruidos atmosféricos, del espacio exterior o hechos por el hombre) y en inherentes al sistema físico de transmisión (ruido de disparo en semiconductores, ruido térmico, etc.). De cualquier forma, cuando se transmiten señales analógicas el ruido introduce una incertidumbre en la determinación exacta de los niveles de estas señales que perturba su calidad y degrada la transmisión de información. Por esta razón se considerarán algunos mecanismos de medición y evaluación de los sistemas analógicos frente al ruido, mediante algunas definiciones.

### Relación señal a ruido (RSR)

Considerando el cociente entre las potencias de la señal (S) y el ruido (N), se define la relación señal a ruido de la siguiente manera:

$$RSR = S/N \quad \left[ = 10 \log (S/N) \text{ dB} \right]$$

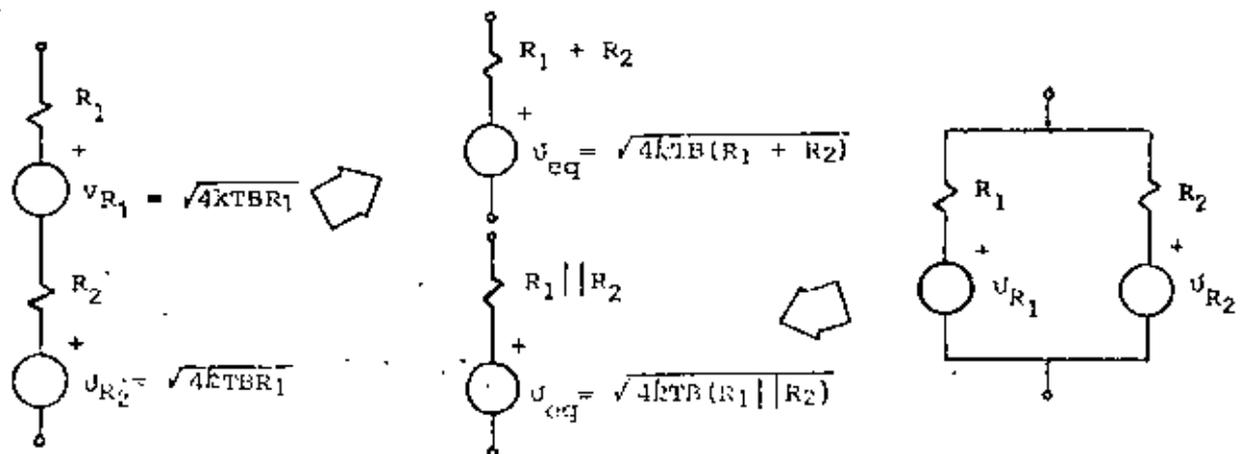


FIG. 25 CALCULOS CON RESISTENCIAS RUIDOSAS.

Es evidente que lo deseable es que la RSR sea lo más elevada posible para que la influencia del ruido en el sistema sea mínima: La RSR se emplea entonces para comparar los niveles de potencia y de señal en un punto del sistema, o para comparar diversos sistemas que trabajan en condiciones similares de impedancias.

### Cifra de ruido (F)

Cuando se desea comparar el rendimiento de sistemas que trabajan en diferentes condiciones de impedancia, se emplea el concepto de la cifra de ruido, que se define como la relación entre las RSR de la entrada y de la salida.

$$F = \frac{(S/N)_{\text{entrada}}}{(S/N)_{\text{salida}}}$$

La cifra de ruido es entonces una "medición" del ruido que introduce el sistema en adición al que ya contiene la señal. Se supone, por supuesto, que cuando el ruido ingresa a la entrada junto con la señal, el sistema no puede discriminarlo y lo trata como si fuera señal. Entonces, si el sistema no agrega ruido,  $F = 1$ .

### Modelo del ruido térmico

Un elemento que contribuye al sistema con ruido (por ejemplo, un resistor) puede considerarse como si se tratara de un elemento ideal (sin ruido) en serie con un generador independiente de voltaje de ruido térmico cuadrático promedio dado por

$$\overline{v^2} = 4kTBR \quad (11)$$

- donde:  $k$  = constante de Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K  
 $T$  = temperatura del resistor en grados Kelvin  
 $B$  = ancho de banda en consideración  
 $R$  = valor del resistor en ohms.

El circuito equivalente que resulta puede manipularse perfectamente como si formara parte del sistema, encontrándose que el voltaje cuadrático promedio está íntimamente relacionado con la resistencia equivalente del circuito. (Veáse la Fig. 25).

#### Resistencia equivalente de ruido

La relación mencionada entre el voltaje cuadrático promedio del ruido térmico y la resistencia equivalente, permite que un sistema con ruido (amplificador, receptor, etc.) se represente como si fuera un sistema sin ruido, pero con una resistencia (ruidosa) equivalente a la entrada. Las fuentes generadoras se "trasladan" entonces a la entrada, facilitando los cálculos. Este método implica, por supuesto, que las fuentes de ruido más próximas a la entrada tendrán mayor importancia debido a que el ruido que generan es amplificado exactamente como la señal. Inversamente, al referir una fuente de ruido a la entrada, ésta quedará dividida por la ganancia, si se encuentra próxima a la salida.

#### Temperatura de ruido

Considerando que, según la ecuación (11), la potencia del ruido es realmen

Es proporcional a  $T$  (puesto que  $k$  y  $B$  son constantes), puede aprovecharse esta situación para considerar en un sistema cualquiera (amplificador o receptor) que el ruido que se produce internamente proviene de una fuente externa a una temperatura  $T_e$  exterior al sistema. Esta temperatura equivalente de ruido se agrega a la temperatura del ruido real que se introduce al sistema junto con la señal  $T_r$  y que proviene del exterior. Esto es porque al sumar potencias se suman en la práctica las temperaturas, por ejemplo,

$$\begin{aligned} P_T &= P_r + P_e = kBT_r + kBT_e \\ &= kB(T_r + T_e) \end{aligned}$$

#### Relación señal a ruido en AM

Puede demostrarse para este caso que si se tiene un sistema de AM, con detector de envolvente cuadrático, con amplificadores de frecuencia intermedia y filtros de anchos de banda mínimos ( $f_0 \pm B$  y  $B$  Hz) y formas rectangulares ideales, la RSR está dada por:

$$(S/N)_{AM} = \frac{1}{2} \frac{(C/N)^2}{1 + 2(C/N)} \quad (12)$$

donde  $C/N$  es la relación portadora a ruido del sistema.

Nótese que para  $C/N \ll 1$ , la  $(S/N)_{AM}$  disminuye con el cuadrado de la relación  $C/N$ , en tanto que para altas relaciones de  $C/N$  ( $C/N \gg 1$ ),

$$(S/N)_{AM} = \frac{1}{4} (C/N) \quad (C/N \gg 1) \quad (13)$$

La relación señal y ruido de AM se deteriora rápidamente entonces para las bajas relaciones de portadora a ruido, mientras que para altos valores de esta relación, presenta una dependencia lineal.

#### Relación señal a ruido en FM

En este caso, en cambio, se tiene en igualdad de circunstancias que

$$(S/N)_{FM} = 3\beta^2 (C/N)$$

donde  $\beta$  es el índice de modulación y  $C/N$  la relación portadora a ruido (sin modulación).

Al comparar las ecuaciones (12), (13) y (14) se observa que la relación señal a ruido de AM no puede mejorarse, ya que depende únicamente de la relación existente entre la portadora sin modular y el ruido. En cambio, para el caso de FM, la relación señal a ruido depende directamente del cuadrado del índice de modulación ( $\beta$ ), lo que permite que  $(S/N)_{FM}$  mejore con este parámetro.

Sin embargo, debe destacarse que el ancho de banda de FM depende también de  $\beta$ , incrementándose con éste, por lo que si se desea mejorar  $(S/N)_{FM}$  se requiere aumentar el ancho de banda. No debe olvidarse, tampoco, que este aumento produce que llegue más ruido al sistema, produciéndose a la larga el deterioro del mismo. Esto se conoce como "efecto umbral", puesto que se evita manteniendo la relación  $C/N$  por encima de un valor determinado. (Nótese que  $\beta$  afecta también a  $C/N$ ).

En FM existen además otras técnicas para reducir la influencia del ruido. La más importante, conocida como preénfasis-deénfasis, consiste en alterar las potencias relativas de los componentes de frecuencia de la señal de información dada (por ejemplo: voz), cuando éstos no están distribuidos uniformemente en el ancho de banda, sino que por el contrario se concentran en una parte de él. Esto significa redistribuir la potencia de la señal a través del espectro en mejor forma, lo que contribuye a mejorar sus características frente al ruido.



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

MODULACION Y DEMODULACION DE SEÑALES ANALOGICAS  
(RESUMEN Y FIGURAS)

M. en C. Caupolican Muñoz Gamboa

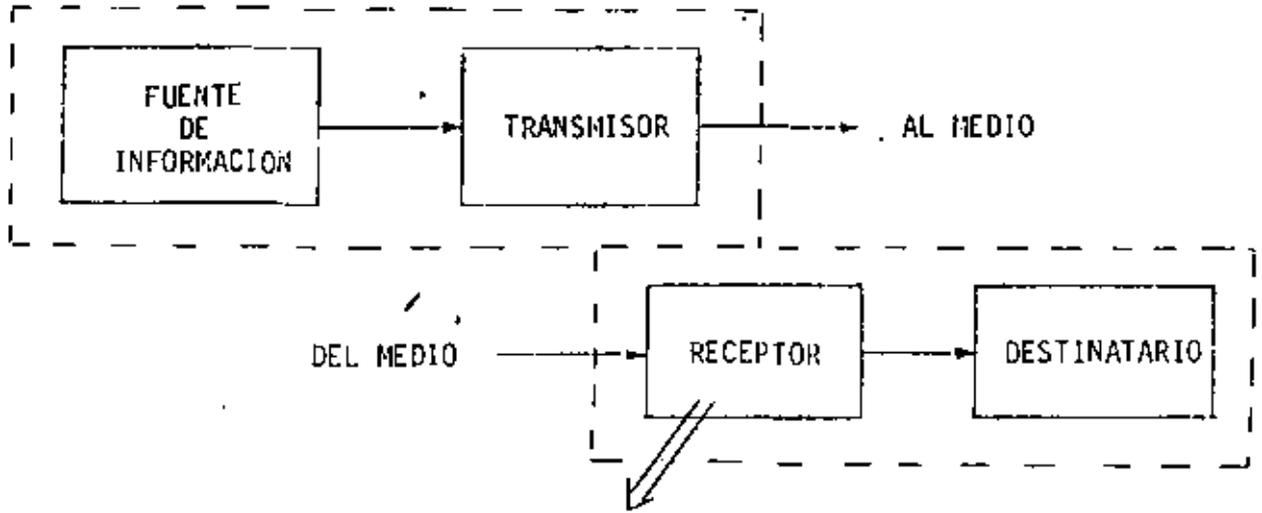
AGOSTO, 1982

0 1

# MODULACION

PROCESO BASICO  
(TRANSMISION).

ADECUACION DE LA SEÑAL  
(INFORMACION)



DEMODULACION

(PROCESO INVERSO DE LA MODULACION)

# INFORMACION

ANALOGICA

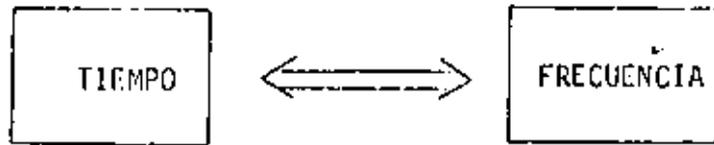
AUDIO  
VIDEO  
SEÑALES DE VOLTAJE

(SEÑALES "CONTINUAS"  
EN EL TIEMPO)

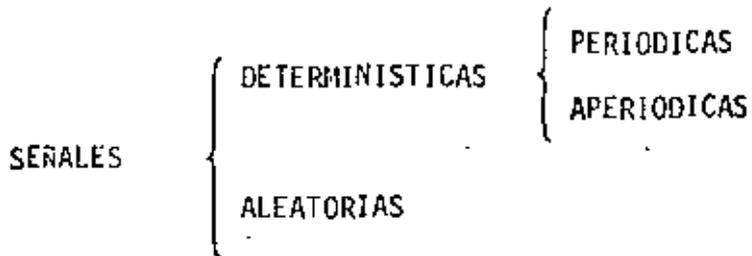
DIGITAL (PULSOS)

TELEGRAFIA  
CODIGOS DE PULSOS  
COMPUTACION

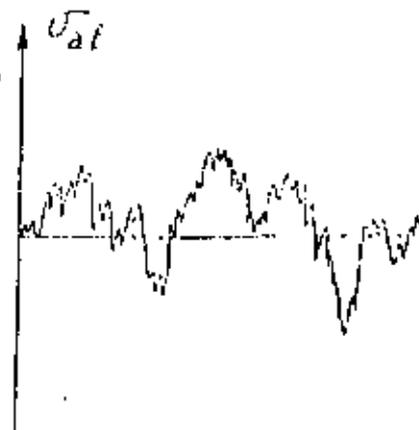
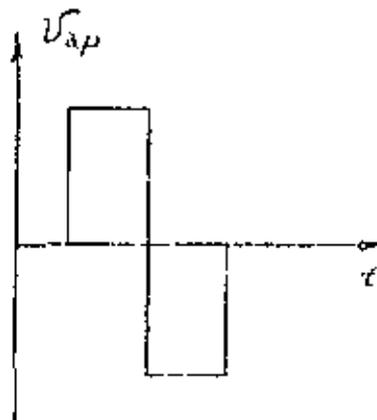
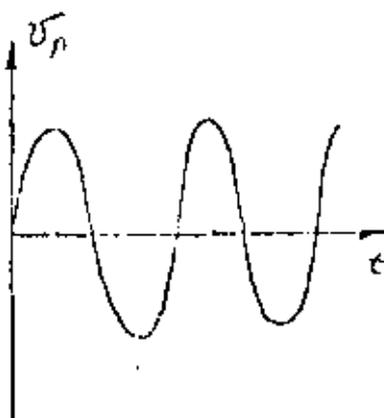
(SEÑALES "PULSANTES"  
EN EL TIEMPO)



TRANSFORMACIONES



- PERIODICA →  $x(t) = x(t+T)$
- APERIODICA →  $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \text{constante}$
- ALEATORIA → NO PREDECIBLE



SERIE DE FOURIER

PERIODICAS + SERIE DE FOURIER (TRIGONOMETRICA)

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

$$X_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad n \geq 1 \quad X_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt$$

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

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0} \quad \phi_n = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

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

$|X_n| \quad \phi_n$

EXPONENCIAL

$X_n$  complejo

$X_n$



TRANSFORMADA DE FOURIER
-------------------------

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

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

	<u>PARTE REAL</u>	<u>PARTE ANGULAR</u>
TRIGONOMETRICA	$ X_n $	$\angle X_n$
EXPONENCIAL	Re $[X_n]$	Im $[X_n]$
	<u>PARTE REAL</u>	<u>PARTE IMAGINARIA</u>
TRANSFORMADA	Re $[X]$	Im $[X]$
ESPECTROS DE AMPLITUD	$ X_n $	$ X $
ESPECTROS DE FASE	$\angle X_n$	$\angle X$

ESPECTRO DE AMPLITUD	NO VARIA
ESPECTRO DE FASE	DEPENDE DE LA REF.

¿Y LAS SEÑALES ALEATORIAS?

PERIODICAS - APERTODICAS - ALEATORIAS

ANCHO DE BANDA

FRECUENCIA INFERIOR	FRECUENCIA SUPERIOR
AUDIO HI FI	20 Hz a 20 KHz
AUDIO AM	100 Hz a 5KHz (aprox)
AUDIO TELEFONIA	300 Hz a 3KHz

FILTRADO (Selección de señales por frecuencia)

FILTROS

}	PASABANDA
	PASABAJAS
	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 (E)

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 RESIDUAL 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

$$x_p(t) = A \cos \omega_0 t$$

$$A + A [1 + ax_1(t)]$$

$$x_{AM}(t) = A [1 + ax_1(t)] \cos \omega_0 t \quad (3)$$

DOBLE BANDA LATERAL

$$A + A x_1(t)$$

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

AM-PR

IGUAL A AM, EXCEPTO PORQUE AHORA

$$\text{MAX} [ |a x_1(t)| ] > 1$$

POR REDUCCION PORTADORA

$$x(t) = A_0 \cos \omega_0 t + A_1 x_1(t) \cos \omega_0 t \quad (5)$$

$$= A_0 \left[ 1 + \frac{A_1}{A_0} x_1(t) \right] \cos \omega_0 t$$

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

BANDA LATERAL UNICA

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

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

$$\hat{x}_1(t) = x_1(t) \text{ más un desfase de } 90^\circ$$

$$\text{SUMANDO (6) Y (7)} \quad + \quad \text{DBL}$$

$$\text{DBL MENOS (6)} \quad + \quad \text{BLUI}$$

$$\text{DBL MENOS (7)} \quad + \quad \text{BLUS}$$

POR REDUCCION DE UNA BANDA

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

Si

A = B	$X(\omega) = X_{DBL}(\omega)$
A=0; B≠0	$X(\omega) = X_{BLUS}(\omega)$
A≠0; B=0	$X(\omega) = X_{BLUI}(\omega)$
A=A(ω); B=cte.	$X(\omega) = X_{BLRS}(\omega)$
A=cte; B=B(ω)	$X(\omega) = X_{BLRI}(\omega)$

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

$$|k_p x_1(t)| \ll 1 \quad \left\{ \left| k_f \int x_1(\alpha) d\alpha \right| \ll 1 \right\}$$

$$x_{PM}(t) = A \cos \omega_0 t - A k_p x_1(t) \text{ sen } \omega_0 t$$

"PORTADORA"

"DOBLE BANDA LATERAL"



$f_m = \text{frecuencia de } x_1(t)$

# MODULACION EN BANDA ANCHA

CASO A/ LA MODULADORA ES UNA SEÑOIDAL

$$k_p x_1(t) = \beta \text{ sen } \omega_1 t$$

$\beta =$  INDICE DE MODULACION

$$x_{PM}(t) = A \cos [\omega_0 t + \beta \text{ sen } \omega_1 t]$$

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

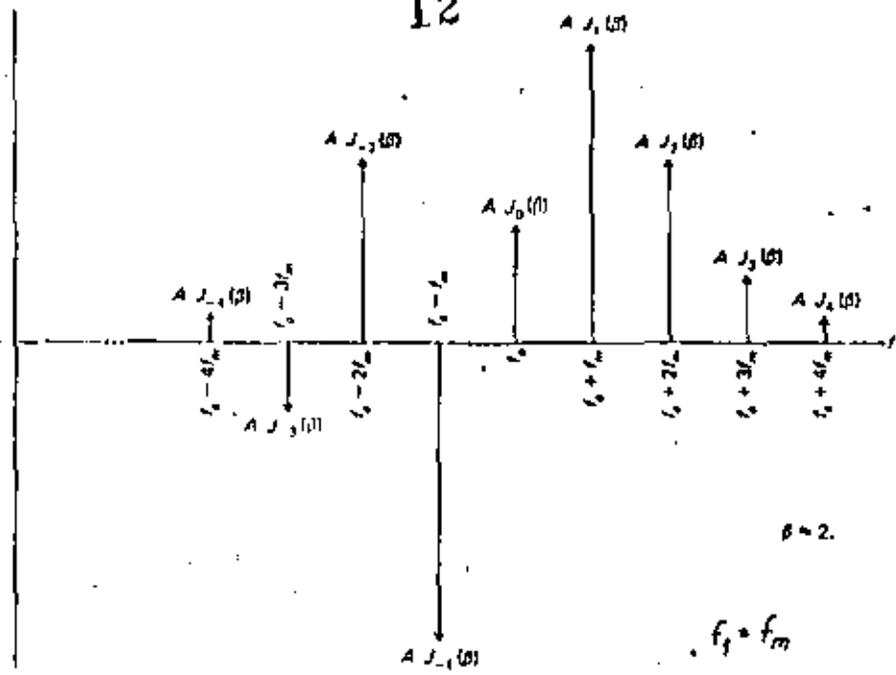
$J_n(\beta) =$  FUNCION DE BESSEL DE PRIMERA CLASE Y ORDEN  $n$ .

BESSEL FUNCTIONS OF THE FIRST KIND\*

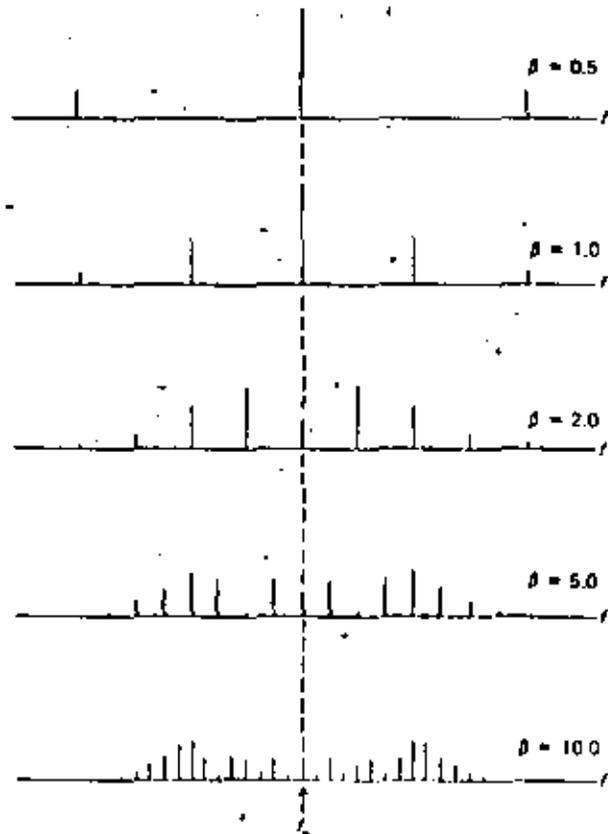
( $\beta$ )	$J_0$	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$	$J_6$	$J_7$	$J_8$	$J_9$	$J_{10}$	$J_{11}$	$J_{12}$	$J_{13}$	$J_{14}$	$J_{15}$	$J_{16}$
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	-0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.21	0.11	0.36	0.30	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.18	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.08	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.01	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.01	-0.19	-0.12	0.13	0.21	0.09	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

\* From E. Cambi, "Bessel Functions," Dover Publications, Inc., New York, 1948. Reprinted through permission of the publisher.

$$\beta = \frac{\text{FRECUENCIA PICO DE DESVIACION}}{\text{ANCHO DE BANDA DE LA INFORMACION}} = \frac{f_d}{f_1} = \frac{\omega_d}{\omega_1}$$



ESPECTRO DE UNA SEÑAL DE FM CUANDO  $\beta \approx 2$



ESPECTRO DE AMPLITUD DE UNA SEÑAL DE FM  
( $\beta$  DISMINUYE AL AUMENTAR LA FRECUENCIA  
DE LA INFORMACION).

CASO B/ LA MODULADORA ES UN PAR DE SENOIDALES

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

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

RELACION DE COMPONENTES

	n=0	1	2	3	4	...
m=0	$\omega_0$	$\omega_0 + \omega_1$	$\omega_0 + 2\omega_1$	$\omega_0 + 3\omega_1$	$\omega_0 + 4\omega_1$	...
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, SIN EMBARGO, NO SERIAN IGUALES A CAUSA DEL PRODUCTO  $J_n \cdot J_m$ .)
- LAS FRECUENCIAS DEL TIPO  $\omega_0 + n\omega_1 + m\omega_2$  ( $n \neq 0, m \neq 0$ ) SON DEBIDAS A INTERACCION ENTRE AMBAS FRECUENCIAS  $\omega_1$  Y  $\omega_2$ , POR ESO SE DICE QUE LA MODULACION ANGULAR 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

$$B = 2 (B + 1) f_M \quad (\text{CASO A})$$

$$B = 2 (D + 1) W \quad (\text{CASO GENERAL})$$

$$D = \text{RAZON DE DESVIACION} = \frac{\text{FRECUENCIA PICO DE DESVIACION}}{\text{ANCHO DE BANDA}} = \frac{f_d}{W}$$

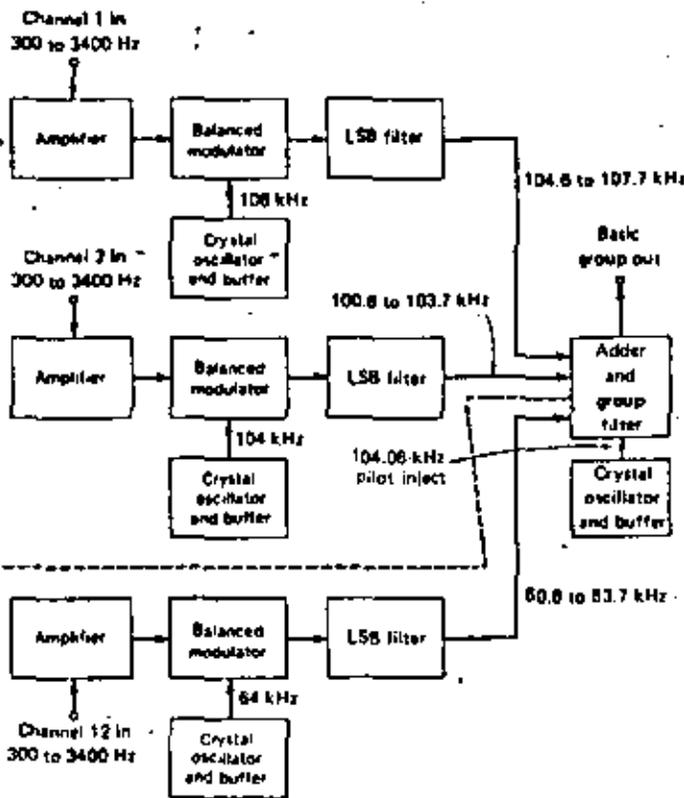
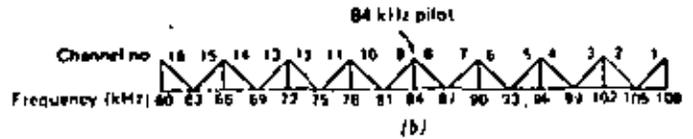
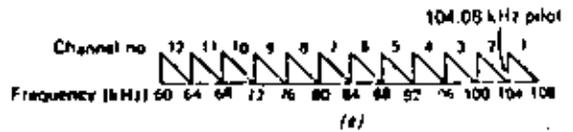
### CONCLUSION

- a)  $D \ll 1$  ( $B \ll 1$ )  $B \approx 2W$  (BANDA ANGOSTA)  
 $B \approx 2f_M$
- b)  $D \gg 1$  ( $B \gg 1$ )  $B \approx 2DW = 2f_d$  (BANDA ANCHA)  
 $B \approx 2\beta f_M = 2f_d$
- c) EN FM  $B$  ES INDEPENDIENTE DE  $W$   
EN PM  $D$  ES CONSTANTE (TAMBIEN LO ES  $B$ )

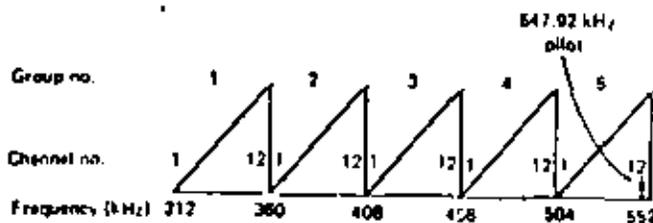
MULTICANALIZACION POR DIV. DE FRECUENCIA

GRUPO: MINIMA AGRUPACION DE CANALES.  
 $12 \times 4\text{kHz} = 48\text{kHz}$   
 $16 \times 3\text{kHz} = 48\text{kHz}$

Nótese las BLUI's y BLUS's y las portadoras piloto.



MECANISMO DE DESPLAZAMIENTO DE LOS CANALES



DISTRIBUCION DE UN SUPERGRUPO

GENERACION DE UN GRUPO

Se procesan 4, subgrupos de 3 canales cada uno.

SUPERGRUPO

Agrupación de 5 grupos

$5 \times 4\text{kHz} = 20\text{kHz}$

AHORA LOS GRUPOS SE MODULAN EN BLUS

GRUPO BASICO B

60-108kHz

SUPER GRUPO BASICO

312-552kHz

GRUPO MAESTRO

GRUPO SUPER MAESTRO

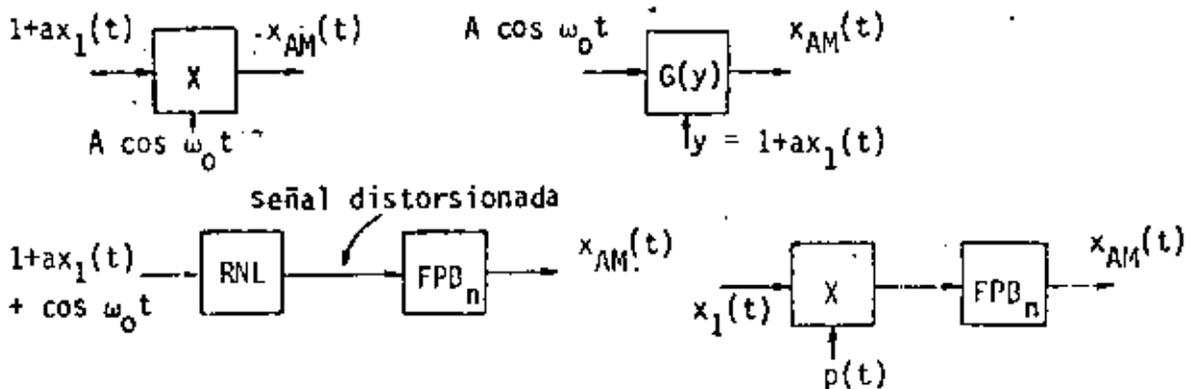
ETC.

SISTEMA	ANCHO DE BANDA	RESPUESTA A CC.	EFICIENCIA	COMPLEJIDAD	APLICACION TIPICA
AM	2W	No	<50%	MINIMA	RADIODIFUSION COMERCIAL
DBL	2W	Sí	100%	MEDIA	SISTEMAS BAJA FREQ.
BLU	W	No	100%	MAXIMA	TRANSMISION DE VOZ
BLR	W+δ	Sí	100%	MAXIMA	SISTEMAS DE GRAN ANCHO DE BANDA
BLR+P	W+δ	No	<50%	MEDIA	VIDEO DE TV
FM	2(D+1)W	Sí	-	MEDIA	RADIODIFUSION COMERCIAL
PM	2(D+1)W	Sí(c/ajuste)	-	MEDIA	TRANSMISION DE DATOS Y GENERACION DE FM

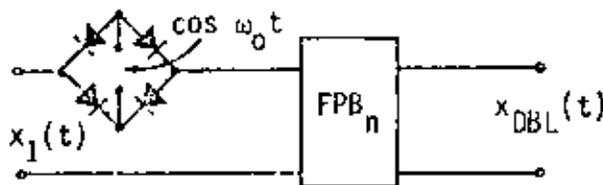
COMPARACION DE LOS SISTEMAS DE MODULACION ANALOGICOS

MODULADORES (SISTEMAS NO LINEALES O VARIANTES EN EL TIEMPO)

- a) AM {
- MODULADOR PRODUCTO (CIRCUITO INTEGRADO)
  - MODULADOR AMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE (AMPLIFICADOR SINTONIZADO CLASE C).
  - MODULADOR DE CONMUTACION (CIRCUITO CONMUTADO)
  - MODULADOR CUADRATICO (CIRCUITO NO LINEAL)



- b) DBL {  
 MODULADOR PRODUCTO (CIRCUITO INTEGRADO)  
 MODULADOR BALANCEADO DE CONMUTACION (MODULADOR BALANCEADO)  
 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)

DEMODULADORES

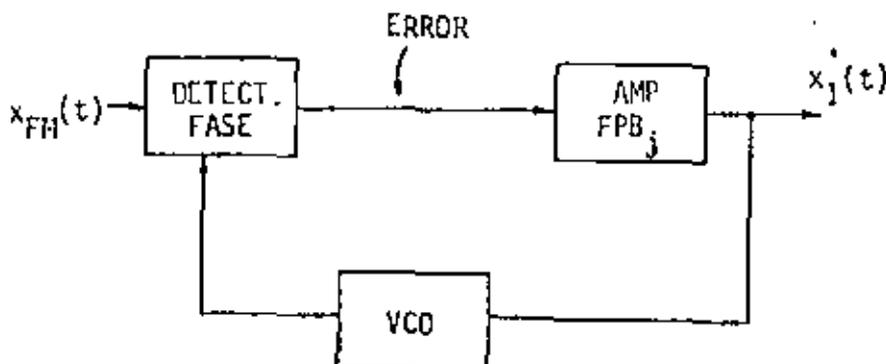
- a) AM {  
 DETECTOR DE ENVOLVENTE (Fig. 7)  
 DEMODULADOR PRODUCTO  
 DEMODULADOR DE CONMUTACION  
 DEMODULADOR CUADRATICO

- b) DBL {  
 DEMODULADOR PRODUCTO (Fig. 8c)  
 DEMODULADOR DE CONMUTACION  
 DEMODULADOR CUADRATICO  
 REINSERCIÓN DE PORTADORA < /span> DIRECTAMENTE  
 PLL DE COSTAS (Fig. 18) < /span> ELEVANDO AL CUADRADO

- c) BLU { DEMODULADOR PRODUCTO  
DEMODULADOR POR CORRIMIENTO DE FASE  
REINSERCIÓN DE PORTADORA
- d) BLR {REINSERCIÓN DE PORTADORA (BLR+P, directamente)

MODULACION ANGULAR

- MODULADORES DE FM { DIRECTA { L, C VARIABLES  
REACTANCIA  
INDIRECTA (A TRAVES DE PH) (Fig. 14)  
MECANISMOS DE ESTABILIDAD (Fig. 20b)
  - CONVERSION A BANDA ANCHA (MULTIPLICADOR DE f) (Fig. 19)
  - MODULADORES DE PM { SINTESIS DE PM  
(MODULADOR DE ARMSTRONG) (Fig. 20a)
- 
- DEMODULADORES DE FM { DISCRIMINADOR CONVERTIDOR FM-AM (Fig. 21)  
DISCRIMINADOR PROMEDIO (PULSOS)  
PLL (LAZO DE AMARRE 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

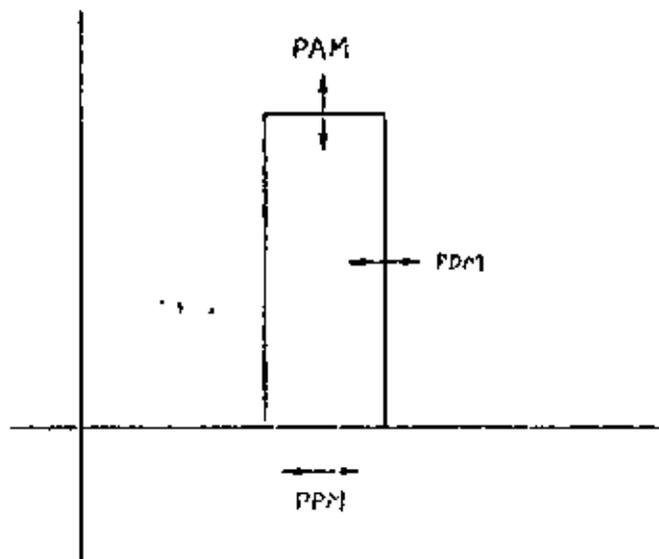
$$f_s \geq 2B$$

LA SEÑAL ORIGINAL SE RECUPERA CON UN FILTRO CUYA BANDA DE PASO ES IGUAL AL ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL ( $B$ ).

UTILIDAD → LA SEÑAL SOLO ESTA PRESENTE A INTERVALOS REGULARES DE TIEMPO.

MODULACION POR PULSOS

1. AMPLITUD (PAM)
2. DURACION (PDM)
3. POSICION (PPM)



PAH

$x_1(t)$  = SEÑAL DE INFORMACION

$\delta_T(t)$  = TREN DE IMPULSOS DE PERIODO  $T_S$

$x_\delta(t)$  = SEÑAL MUESTREADA

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_S) \quad (T_S, \text{ periodo})$$

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

X FOURIER

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

LA SUMATORIA INDICA UNA SERIE DE ESPECTROS  $X(\omega)$  DESPLAZADOS HACIA IZ QUIERDA Y DERECHA ( $-\infty < n < +\infty$ ). EN PARTICULAR, CUANDO  $n=0$  EL ESPECTRO BASICO ES

$$\frac{1}{T_S} X(\omega)$$

EVIDENTEMENTE,  $x_1(t)$  SE RECUPERA CON UN FILTRO.

PDM (Y PPM)

$x_p(t)$  = TREN DE PULSOS, AMPLITUD A y PERIODO  $T_s$ .

$x_1(t)$  =  $\text{sen } \omega_1 t$  = MODULACION

$\tau$  = DURACION DE LOS PULSOS

$$x_p(t) = \frac{A\tau}{T_s} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \text{sen } \frac{\pi n \tau}{T_s} \cos n \omega_0 t$$

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

$$x_{\text{PDM}}(t) = \frac{A}{T_s} \left\{ \tau_0 + \tau_1 \text{sen } \omega_1 t \right\} +$$

$$+ 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{\pi n} \left[ i_m \left\{ e^{j\alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta) e^{jm\omega_1 t} \right\} \right] \cos n \omega_0 t$$

DONDE  $\alpha = n \pi f_s \tau_0$

$\beta = n \pi f_s \tau_1$

$i_m$  = 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**

**SERALES DIGITALES**

**M. EN C. SALVADOR LANDEROS AYALA**

**AGOSTO, 1982**

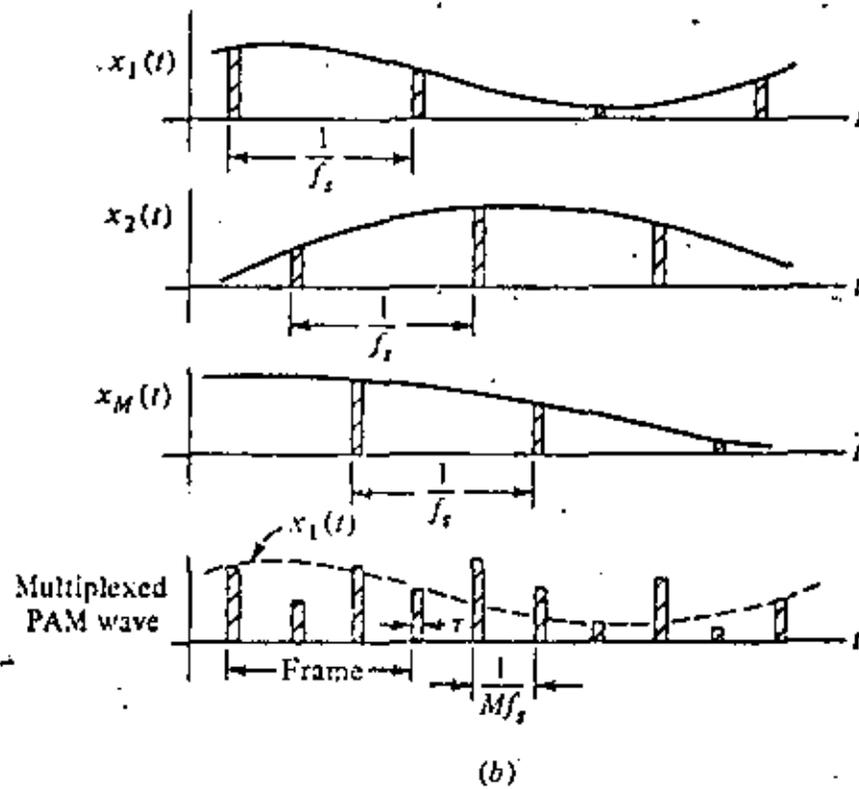
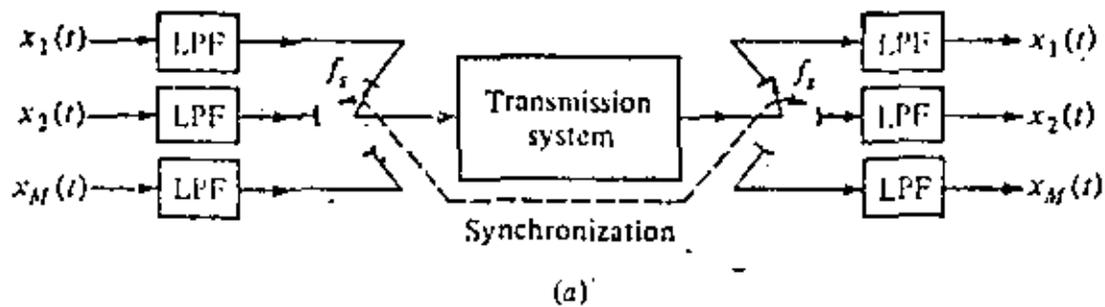
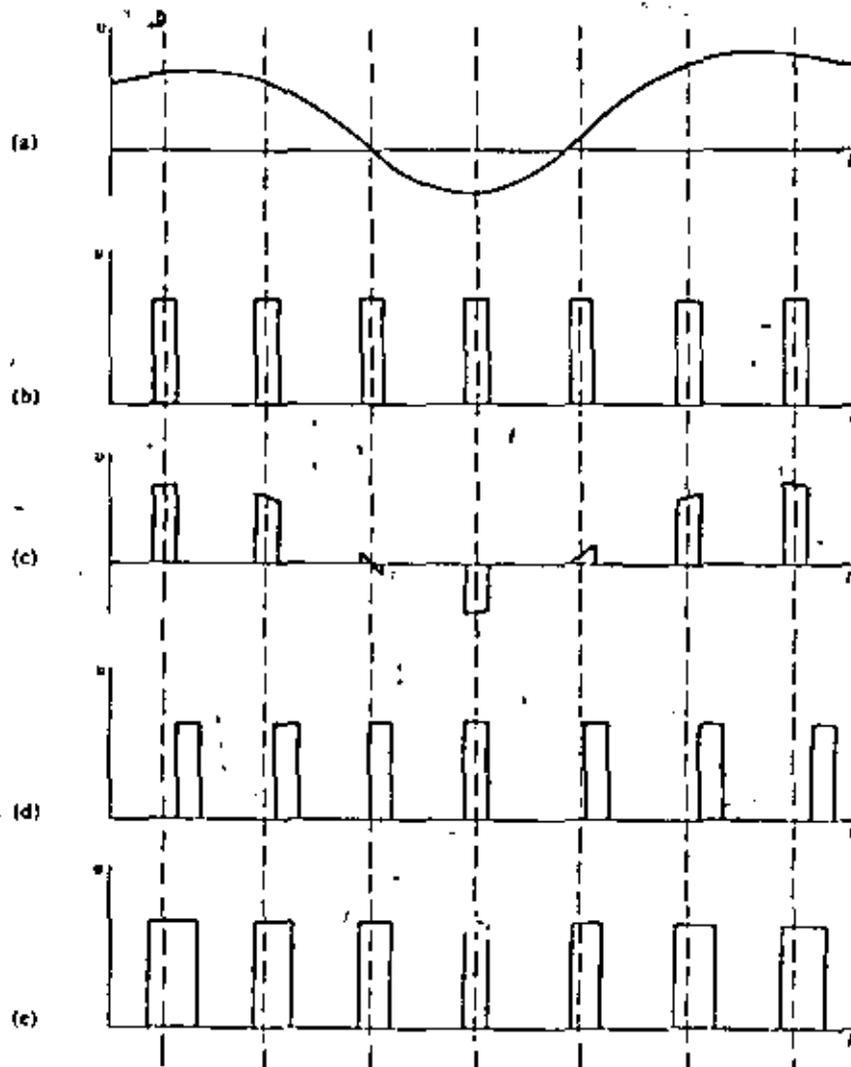


Fig. 8-23



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

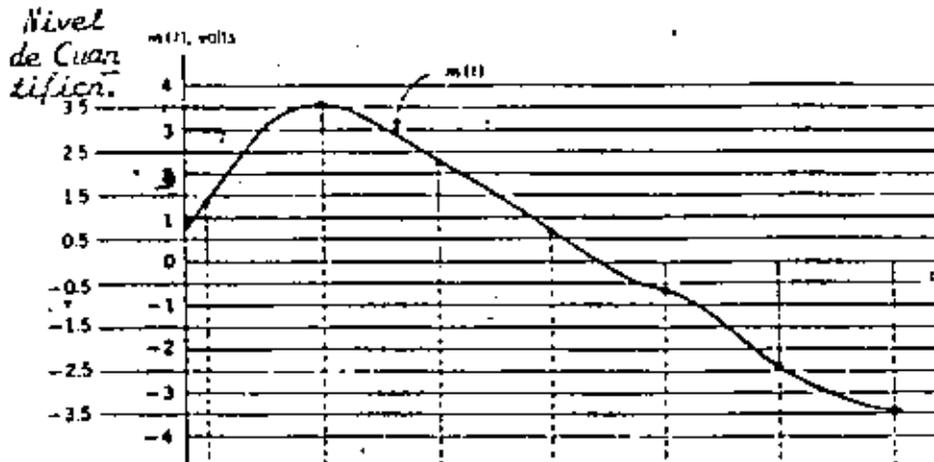
## MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM)

Cuando 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



Valor Simple	1.3	3.6	2.3	0.7	-0.7	-2.4	-3.4
Nivel más cercano	1.5	3.5	2.5	0.5	-0.5	-2.5	-3.5
No. de Código	5	7	6	4	3	1	0
Representación Bin.	101	111	110	100	011	001	000

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

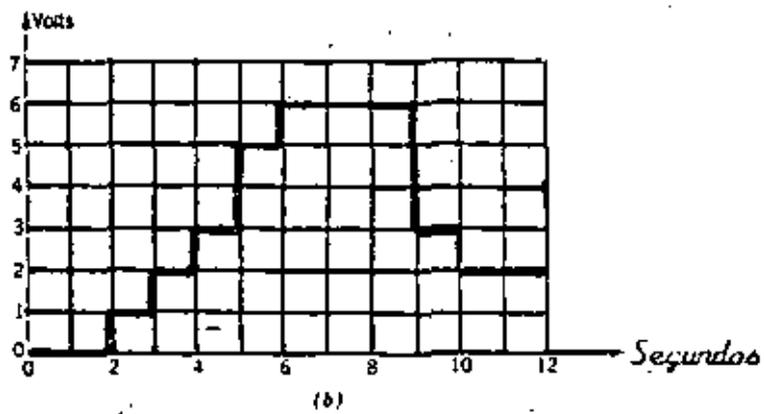
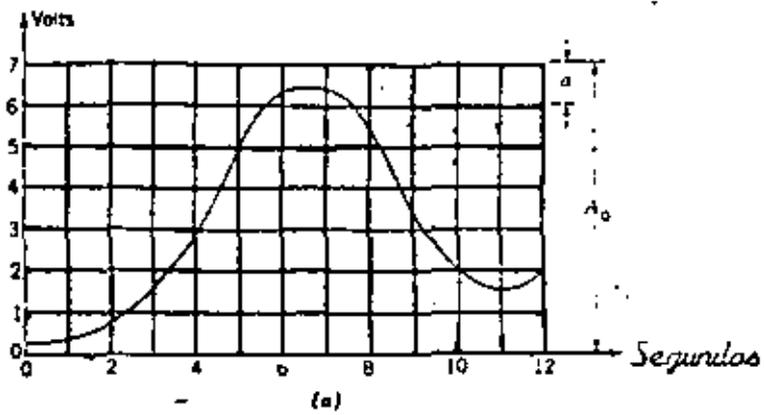


FIGURA N° 1  
 MUESTREO Y CUANTIFICACION; a) Señal portadora; b) versión  
 muestreada y cuantificada.

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 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 espaciamento 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.

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

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. Observese 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  $\pm 4$  Volts. Los niveles de cuantización son cada 1 volt. para este caso se emplean 8 niveles de cuantificación, los cuales están localizados en  $-3.5, -2.5, \dots, +3.5$  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).

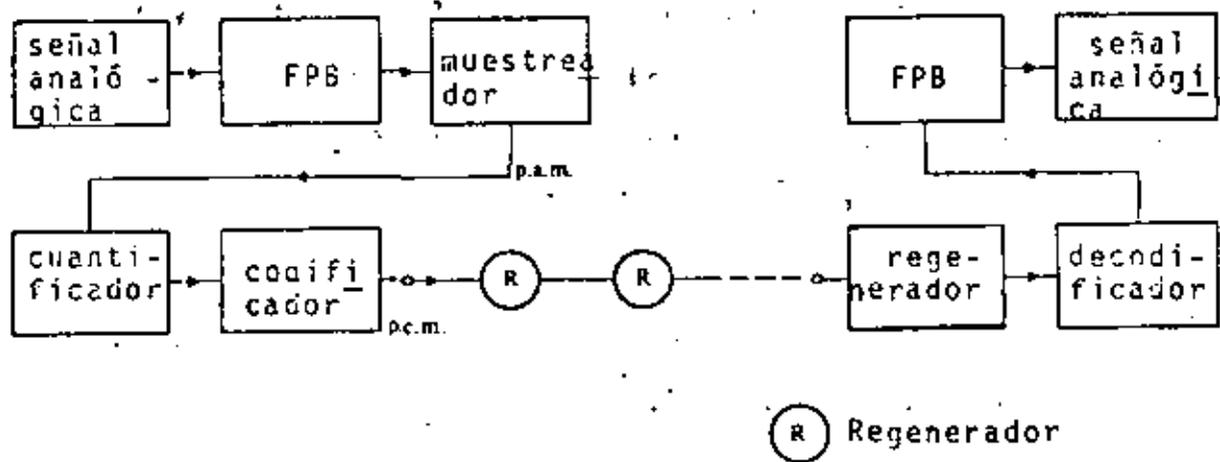


FIGURA N° 2  
 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA PCM

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 muestréados son combinados.

Alternativamente la salida del multiplexor es una onda PAM, contando mensajes individuales, muestréados 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 instantáneos 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

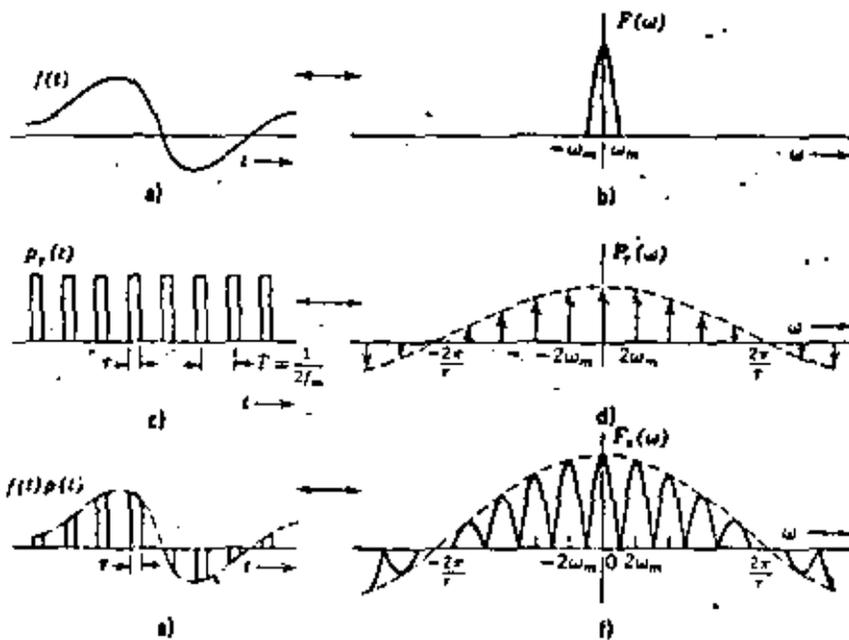


FIGURA N° 3  
 MODULACION POR PULSOS: Muestreo No Ideal.

$$F_S(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * P_T(\omega)$$

$$T = \frac{1}{2f_m} = \frac{\pi}{\omega_m}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 2\omega_m$$

$$P_T(\omega) = 2 A_T \omega_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi\omega_m) \delta(\omega - 2n\omega_m)$$

$$F_S(\omega) = \frac{A_T \omega_m}{\pi} F(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi\omega_m) \delta(\omega - 2n\omega_m)$$

$$= \frac{A_T}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi\omega_m) F(\omega) * \delta(\omega - 2n\omega_m)$$

$$= \frac{A_T}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi\omega_m) F(\omega - 2n\omega_m)$$

Observarse que  $f(\omega)$   
 se repete sin traslaparse  
 siempre que

$$\omega_0 \geq 2 \omega_m$$

$$\frac{2\pi}{T} \geq 2(2\pi f_m)$$

$$T \leq \frac{1}{2f_m}$$

$$\underline{\underline{f_s \geq 2 f_m}} \quad \text{Muestros/s}$$

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

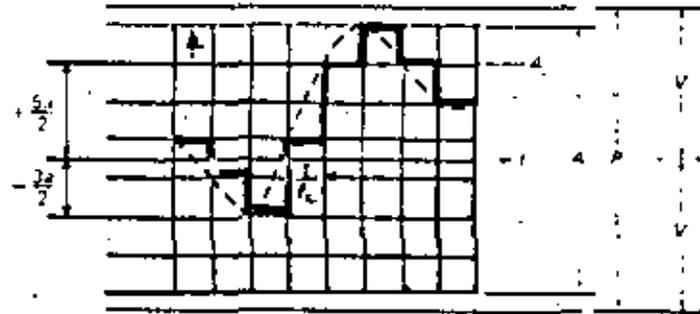


FIGURA N° 4  
APROXIMACION CUANTIFICADA a 8 NIVELES DE UNA SERIAL

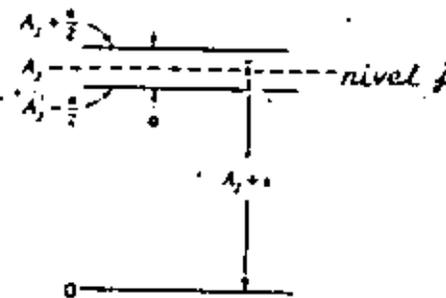


FIGURA N° 5  
REGION DE INCERTIDUMBRE PARA LA SALIDA DEL SISTEMA

$$a = \frac{P}{M} = \frac{2V}{M}$$

$$A_j \begin{cases} A_j - a/2 \\ A_j + a/2 \end{cases}$$

$$\text{Ruido} \begin{cases} \pm a/2 \end{cases}$$

$$E(\epsilon^2) = \frac{1}{a} \int_{-a/2}^{a/2} \epsilon^2 d\epsilon$$

$$= \frac{a^2}{12}$$

$$\frac{S_{\text{av}}}{N_{\text{os}}} = \frac{V}{a/2\sqrt{3}} = \sqrt{3} M$$

$$\frac{S_0}{N_0} = 3M^2$$

Estadísticamente

$$SNR = \frac{\sigma^2}{E(\epsilon^2)} = 3M^2 \frac{\sigma^2}{V^2} = 3M^2 \sigma_x^2$$

$$E(E^2) = \frac{1}{a} \int_{-a/2}^{a/2} E^2 dE = \frac{a^2}{2} \quad (3)$$

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

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{\frac{V^2}{2}}{\frac{a^2}{12}} = \frac{3}{2} M^2 \quad (4)$$

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

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3}{2} n^{2m} \quad (5)$$

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

- 1) El resultado es independiente de la modulación de portadora, 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 para el transmisor por el número de niveles de cuantificación.

- 3) El PCN 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  $\frac{S_o}{N_o} = 3 \cdot 2^2 \frac{B_T}{W}$  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 esta 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  $\sigma^2$ . 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,  $\sigma^2$  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  $\sigma^2$ , tenemos que la relación señal a ruido es

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

ya que el ruido de cuantificación es fijado, independiente de  $\sigma^2$ , en el caso de niveles espaciados uniformemente, la SNR es proporcional a  $\sigma^2$ . 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.  $X^i$  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

La fig. 8 muestra  $y$  en función de  $x$  para diferentes valores de  $\mu$ . 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 ó 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 espaciamento 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

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

Todos los valores de  $x$  en el rango  $A_j$  centrados en  $x_j$  corresponderan, despues de la cuantificación de la señal com

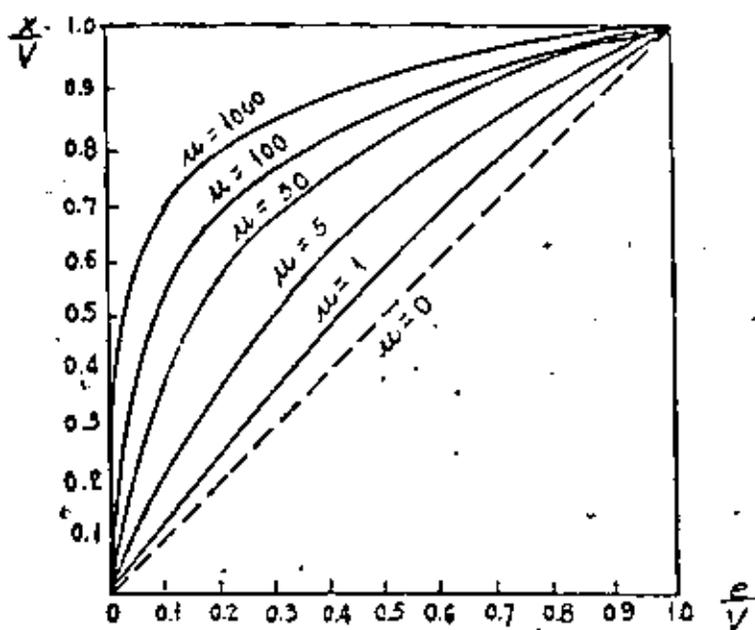


FIGURA N° 8  
*Características Logarítmicas de la Compresión.*

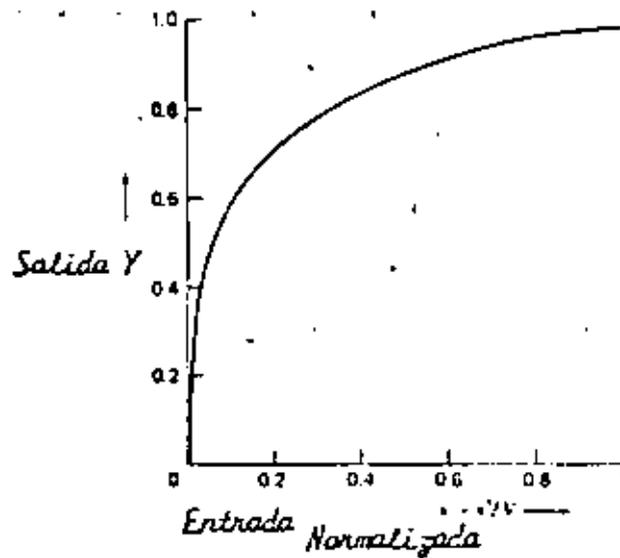


FIGURA N° 8-A

Característica de un Compresor; Compresión de la Ley  $\mu$ .  $\mu = 2.55$  (Cuadrante Positivo Únicamente).

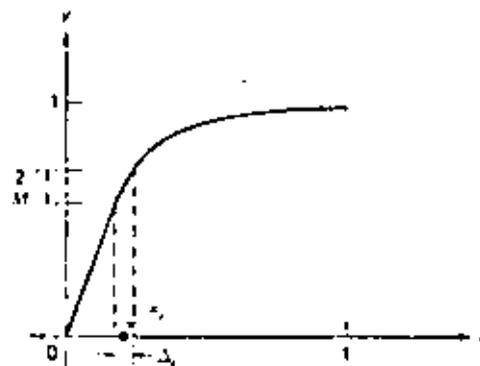


FIGURA N° 9

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  $\Delta_j$  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.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$E(E^2) = \frac{2}{3 M^2} \left[ \frac{1_n (1+\mu)}{\mu} \right]^2 \int_0^1 f(x) (1+\mu x)^2 dx$$

$$= \left[ \frac{1_n (1+\mu)}{\mu} \right]^2 \frac{1}{3 M^2} \left( 1+\mu^2 \sigma_x^2 + 2\mu E[|X|] \right) \quad (19)$$

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  $\sigma_x^2$  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  $E(E^2)$  será 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  $\nu$ ,

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

Usando esta ecuación y varios modelos para la estadística de la señal, se puede obtener la SNR para varios  $\mu$ '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  $\sigma_x^2$  para  $\mu = 255$  y 7 bit ( $M = 128$ ).

La fig. 11 muestra el resultado de estos cálculos. Observese que la SNR es casi constante para un rango amplio de señales de entrada, para el caso de compresión. Solamente cuando  $\sigma_x^2$  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 muestreada a una razón de 3 KHz. y 128 intervalos de cuantización por cada señal, tal que 7 dígitos binarios son necesarios

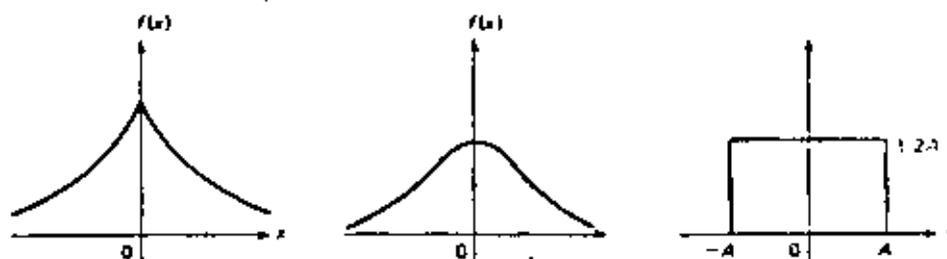


FIGURA N° 10

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  $\mu$ ,  $\mu = 255$

$\sigma^2$ , dB, relativos a la máxima señal de entrada.	Relación Señal a Ruido en Decibelios		
	Espaciamiento Uniforme	Laplaciano	Caso de Compresión 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

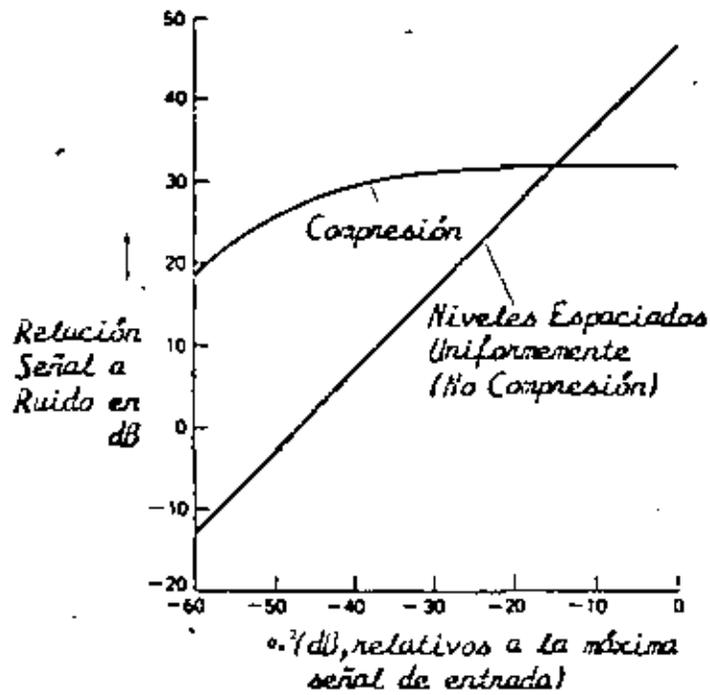


FIGURA N° 11  
 Ruido de Cuantificación con Compresión v.s. Potencia  
 de la Señal de Entrada.  $\mu = 255$ .  $M = 128$  niveles.

Un sistema PCM usa 7 bit y una  $\mu = 225$  a su salida. El máximo voltaje a la entrada del compresor se limita a 2 V. Compare la relación de señal a ruido de cuantificación para dos señales, ambas modeladas por estadística Laplaciana, una con desviación estándar de 0.4 V y otra con desviación de 0.02 V

$$V = 2 \text{ volts}$$

$$\sigma_x = \frac{V}{2}$$

Señal 1

Señal 2

$$\sigma_x = \frac{0.4}{2} = 0.2$$

$$\sigma_x = \frac{0.02}{2} = 0.01$$

$$\sigma_x^2 = 0.04$$

$$\sigma_x^2 = 0.0001$$

$$\sigma_x^2 = -14 \text{ dB}$$

$$\sigma_x^2 = -40 \text{ dB}$$

$$\text{Señal 1} \longrightarrow \sigma_x^2 = -14 \text{ dB} \quad \text{SNR} = 32 \text{ dB}$$

$$\text{Señal 2} \longrightarrow \sigma_x^2 = -40 \text{ dB} \quad \text{SNR} = 29.7 \text{ dB}$$

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  $1/(2 \times 4000)S = 125 \mu s$ , 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

ANCHO DE BANDA

PCM

$$f_s = 2 B_x$$

$$\text{pulsos/s} = T_s = m f_s = 2 m B_x$$

Para PAM

$$B_x \longrightarrow 2 B_x$$

$$2 NB_x \longleftarrow NB_x$$

$$B_{PAM} = \frac{f_s}{2}$$

Para PCM

$$f_s \longrightarrow T_s$$

$$B_{PCM} = \frac{f_s}{2} = m B_x$$

$$\text{pero } m = \log_2 M$$

$$B_{PCM} = B_x \log_2 M \quad \text{Banda Base}$$

$$B_{PCM} = 2 B_x \log_2 M \quad \text{Radio Frecuencia}$$

Ejemplo

Considerare la Transmisión de voz y  
 Tómese un ancho de banda  $B_x = 4 \text{ KHz}$ ,  
 $f_s = 8000$  muestras/s. Cada muestra se cuantifica  
 en 128 niveles.

$$B_{PCM} = 4000 \log_2 M$$

$$= 4000 \log_2 128 = 28 \text{ KHz}$$

Una señal que tiene contenido despreciable arriba de 3.6 kHz va a ser transmitida via PCM por un canal cuya máxima velocidad es de 40000 pulsos/s.

Dibuje un diagrama de bloques del transmisor especificando valores de todos los parámetros de diseño.

Solución

$$mf_s \leq 40000$$

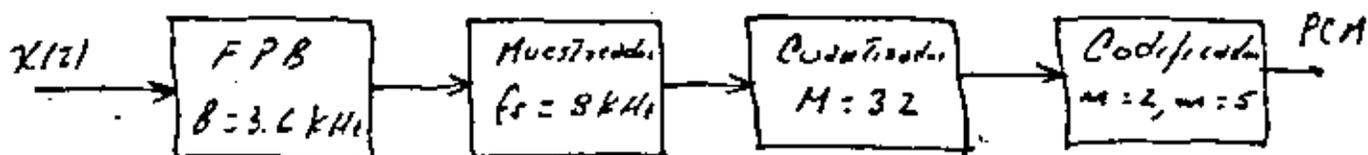
Por otra lado  $f_s \geq 2B = 7200$

$$\therefore m \leq \frac{40000}{7200} \approx 5.5 \Rightarrow m = 5$$

Así

$$M = M^m = 2^5 = 32, \quad f_s \leq \frac{40000}{5} = 8 \text{ kHz}$$

Por lo que



Ejemplo

Una señal que tiene contenido despreciable  
 arriba de 20 kHz va a ser transmitida  
 via PCM por un canal que tiene  $B_T = 70 \text{ kHz}$ .  
 Se requiere que  $M \geq 60$ .

Dibuje un diagrama de bloques del trans-  
 misor especificando todos los parámetros  
 de diseño.

Solución

$$B_T \geq \frac{m f_s}{2} = \frac{f_s}{2} = 7.0 \text{ kHz}$$

por otro lado

$$f_s \geq 2B = 40 \text{ kHz}$$

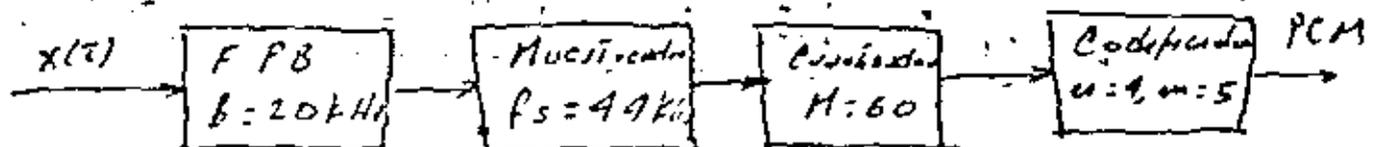
Así

$$m \leq \frac{140}{40} = 3.5 \rightarrow m = 3$$

y que

$$M = m^m = m^3 \geq 60 \rightarrow M \geq \sqrt[3]{60} = 3.9 \rightarrow M = 4$$

$$40 \text{ kHz} = 2B \leq f_s \leq \frac{2B_T}{m} = 47 \text{ kHz} \rightarrow f_s \approx 44$$



Ejemplo

10 Señales de 10 kHz son muestreadas y multicanalizadas a una velocidad de 25000 muestras/s por canal. Cada muestra es entonces codificada en seis dígitos binarios.

a) Encontrar la velocidad de salida en bits/s. Estime el ancho de banda necesario para transmitir el flujo PCM

b) Usando el mismo no. de muestros de cuantización como antes, cada muestra es transmitida ahora como una secuencia de pulsos de 4 muestros. ¿Cuál es la velocidad de salida en bits/s? Estimar el ancho de banda de transmisión requerido

Solución

$$a) \quad 25000 \times 6 \times 10 = 1.5 \text{ Mbps}$$

$$\text{Ancho de banda estimado } [0.75 \rightarrow 1.5 \text{ MHz}]$$

$$b) \quad 25000 \times 3 \times 10 = 750 \text{ kbps}$$

$$\text{Ancho de banda estimado } [375 \rightarrow 750 \text{ kHz}]$$

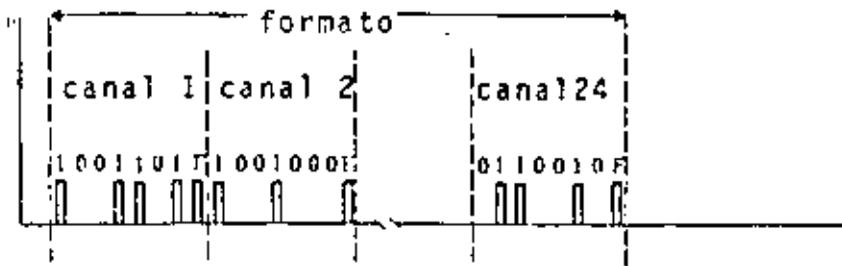


FIGURA N° 12  
FORMATO DE ARMADO

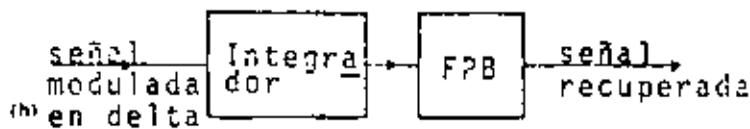
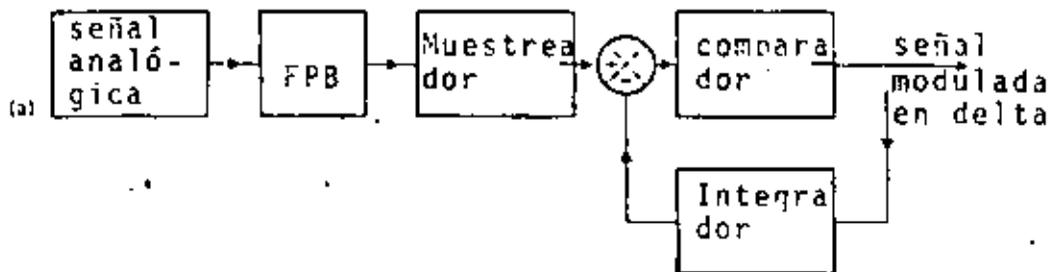


FIGURA N° 16  
DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN SISTEMA SIMPLE DE MODULACION DELTA: a) Transmisor; b) Receptor.

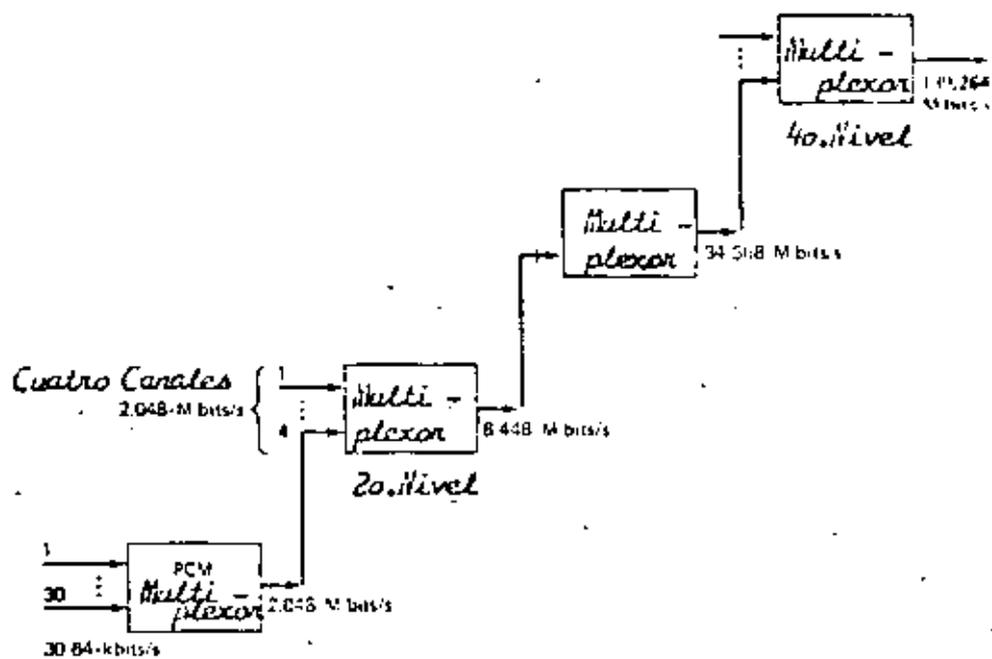


FIGURA N° 13  
 Jerarquía DIGITAL; recomendación CCITT.

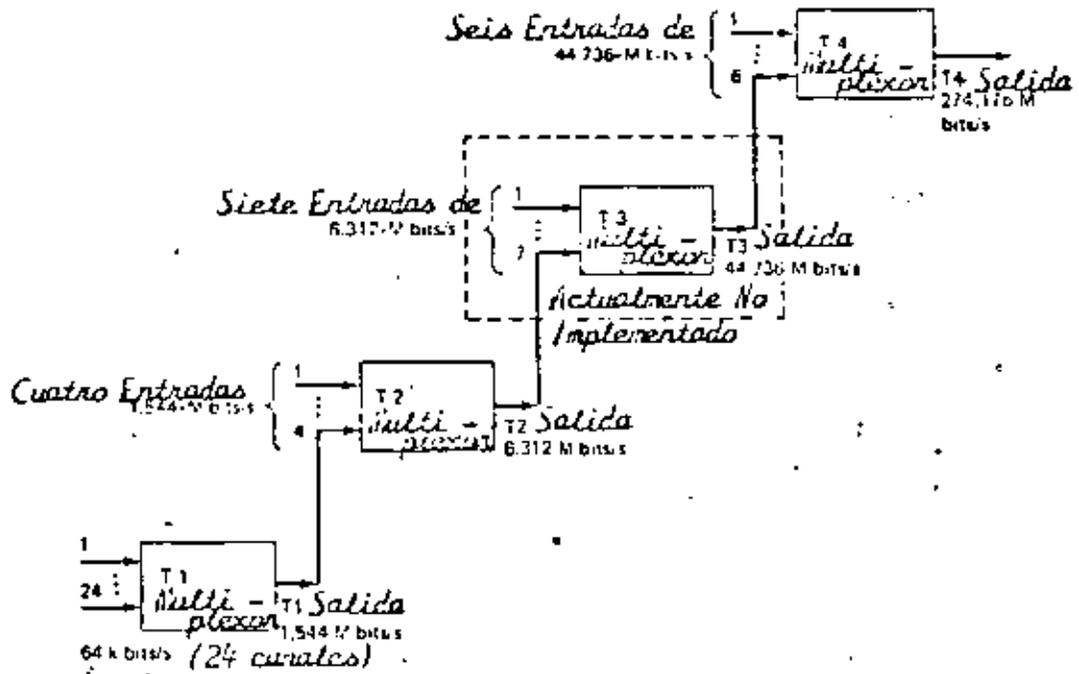


FIGURA N° 14  
 SISTEMA HTT : Jerarquía Digital.

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

Jerarquía. Nivel No.	EU/Canadá (lib/s)	Japón (lib/s)	Europa (lib/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	560.340

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  $\geq \frac{r_s}{2}$ , entonces el ancho de banda para PCM es

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

ó

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

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 videteléfono. 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

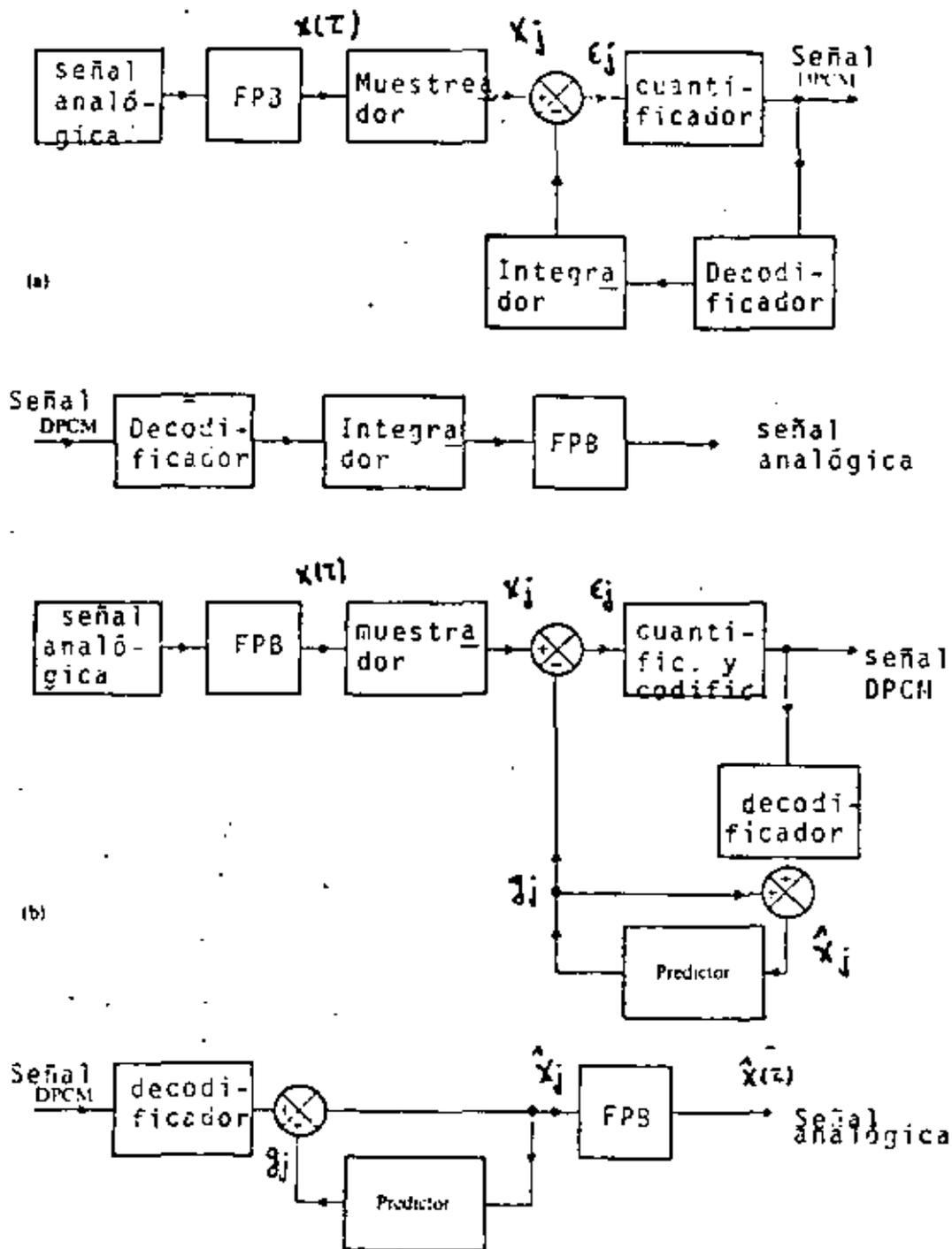


FIGURA N° 15  
 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA PCM DIFERENCIAL: a) Transmisor y receptor de un sistema PCM simple; b) Transmisor y receptor de un sistema PCM con predictor.

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 recobrada 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 códi

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.

#### MODULACIÓN 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  $\Delta$  y una entrada negativa que decrece la salida por  $\Delta$ . 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.

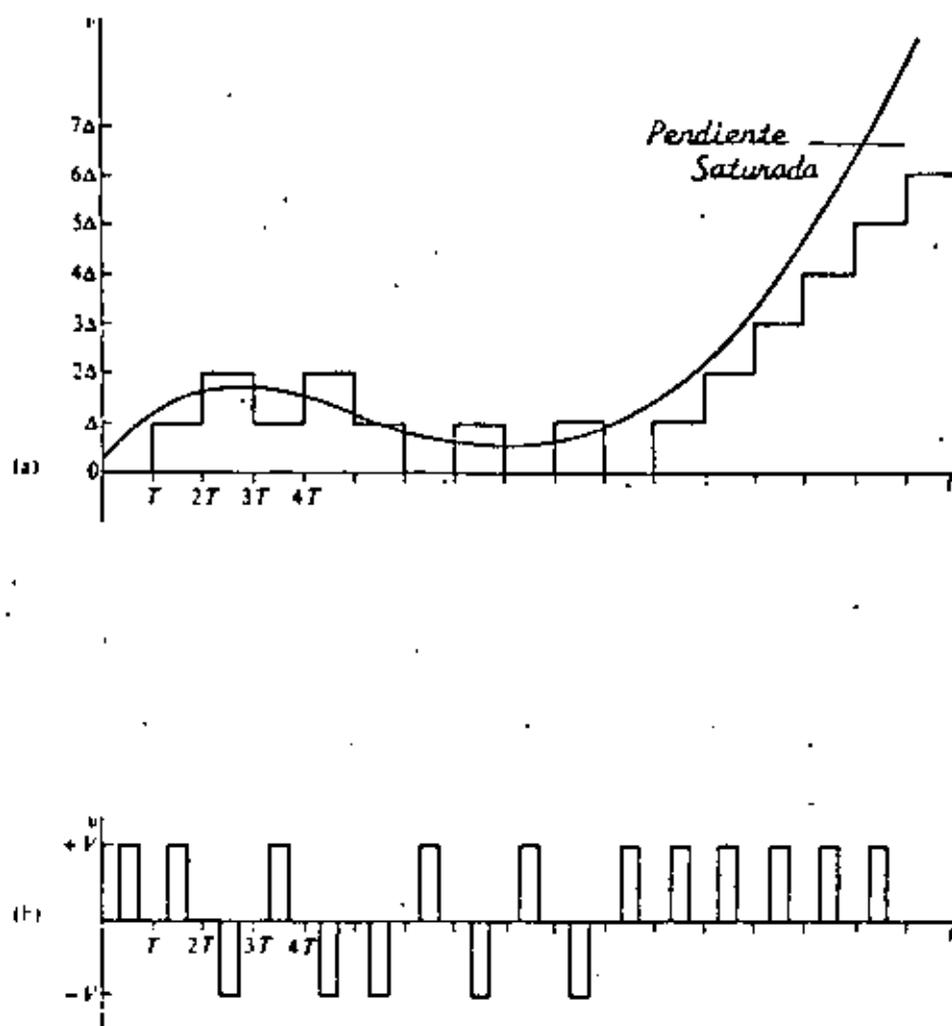


FIGURA N° 17

SERIES EN UN SISTEMA DE MODULACION DELTA ;

a) Señal analógica de entrada y su reconstrucción.

b) Señal modulada en delta.

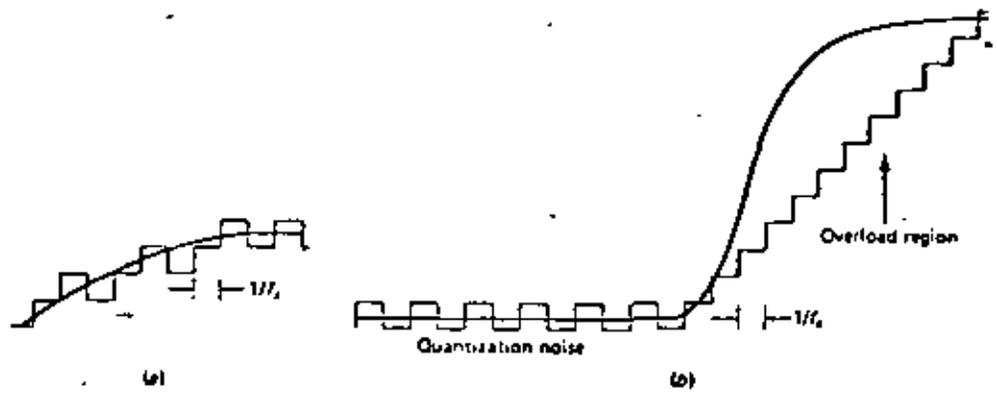


Figure 3-38 Sources of noise in delta modulation. (a) Quantization noise, (b) Overload noise.

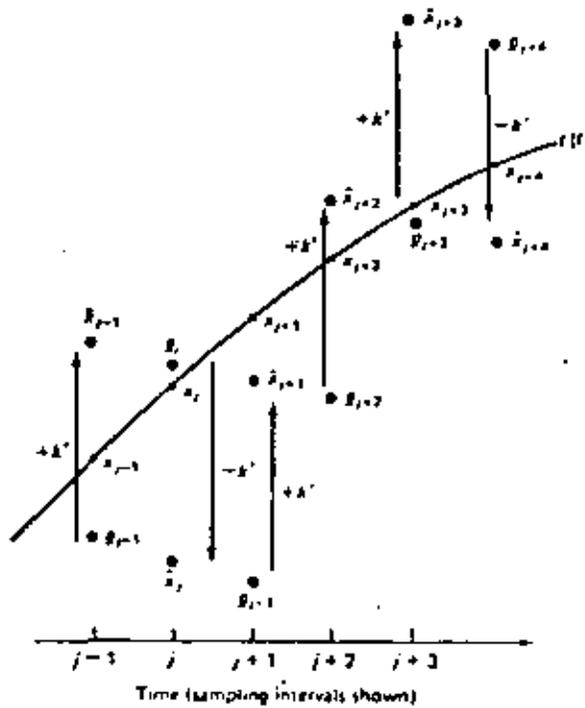


Figure 3-37 Operation of delta modulator.

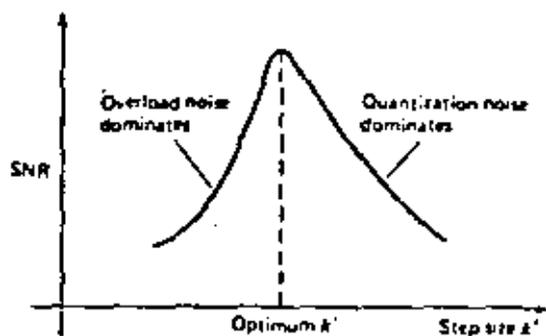


Figure 3-39 Typical performance curve for delta modulation.

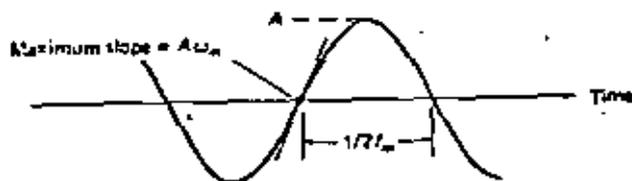


Figure 3-40 Sinusoidal test signal.

$$x(t) = A \sin \omega_m t$$

Si muestreamos muchas veces

$$f_s \gg f_m$$

El modulador Delta rastrearía cambios en  $x(t)$  si ellos difieren por no más de  $k'$  unidades en  $1/f_s$  seg.

La saturación se evita si:

$$k' f_s \geq 2\pi A f_m$$

$$\text{con } k = k'/A$$

$$k f_s \geq 2\pi f_m$$

$$\text{para } f_s = 10 f_m$$

$$k = 0.6$$

Definiendo otros parámetros

$$F_s = \frac{f_s}{B}$$

$$\frac{k f_s}{2\pi f_m} = k F_s / 2\pi$$

$$\alpha = \frac{k F_s}{2\pi} = \frac{k f_s}{2\pi B} = \frac{k' f_s}{2\pi A B}$$

Si  $\alpha < 1 \rightarrow$  Ruido de saturación

$\alpha = 1 \rightarrow$  No hay ruido de saturación

$$N_o = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_1}^{\theta_2} \left\{ A \sin \theta - \left[ \frac{k' f_s}{\omega_m} (\theta + \theta_1) - A \sin \theta_1 \right] \right\}^2 d\theta$$

$$b \quad \frac{\pi N_o}{A^2} = \int_{-\theta_1}^{\theta_2} \left[ (\sin \theta - \alpha \theta) + \sin \theta_1 - \alpha \theta_1 \right]^2 d\theta$$

$$\theta_2 = 2\theta_1$$

$$\theta_1 \leq \pi/4$$

$$\frac{2N_0}{A^2} = 0.32 \theta_1^5 = 1.8(1-\alpha)^{5/2}$$

$$SNR|_s = 0.56(1-\alpha)^{-5/2}$$

Ruido de Cuantización

$$N_c = \frac{a^2}{12} = \frac{(2k')^2}{12} = \frac{k'^2}{3}$$

Ruido Total

$$N = N_s + N_c$$

$$SNR = \frac{A^2}{2N} = \frac{A^2}{2(N_s + N_c)}$$

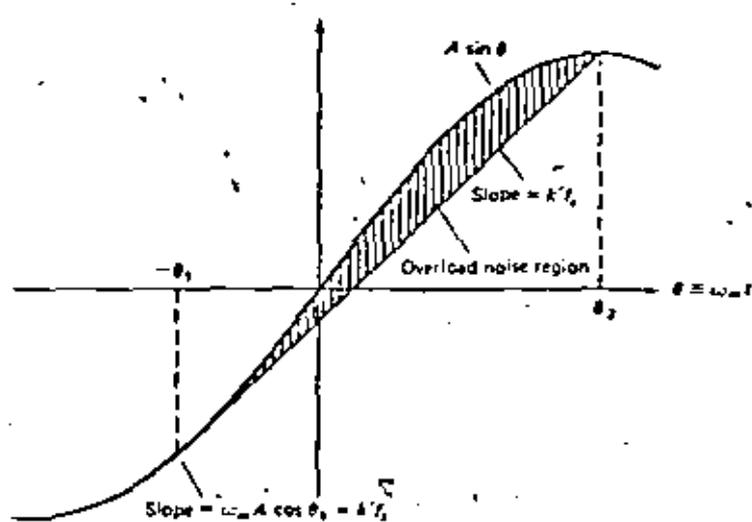


Figure 3-42 Calculation of overload noise, sine-wave signal.

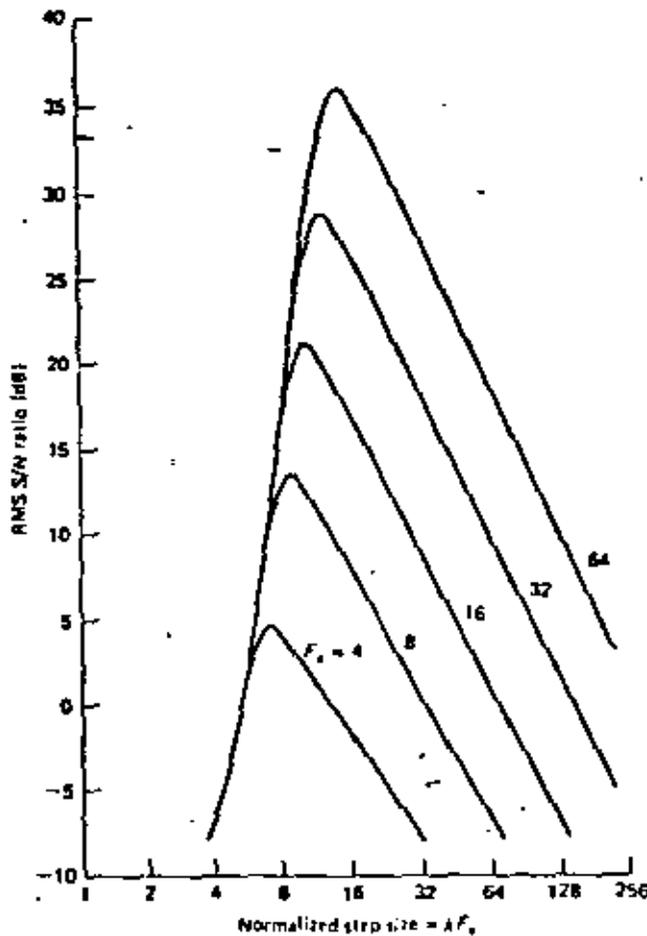


Figure 3-44 SNR for band-limited flat gaussian signals. (From J. B. O'Neal, "Delta Modulation Quantizing Noise, Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals," *Bell System Tech. J.*, vol. 45, p. 123, January 1966, fig. 4. Copyright, 1966, The American Telephone and Telegraph Co., reprinted by permission.)

#### 154 INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION, AND NOISE

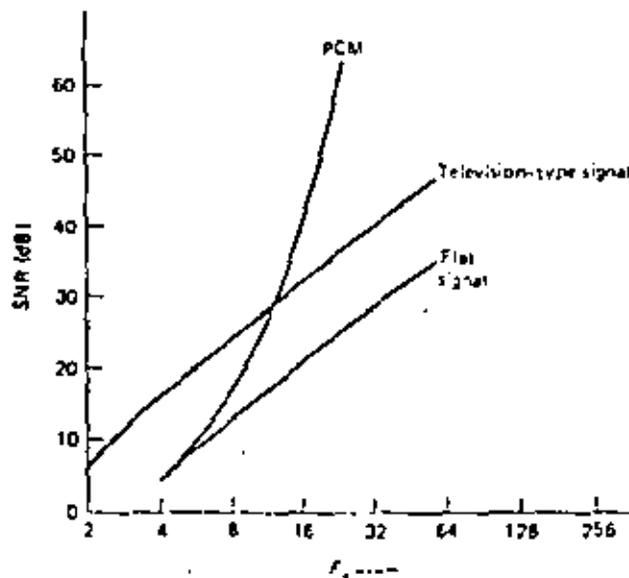


Figure 3-45 Comparison of delta modulation and standard PCM for band limited gaussian signals. (From J. B. O'Neal, "Delta Modulation Quantizing Noise, Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals," *Bell System Tech. J.*, vol. 45, p. 127, January 1966, fig. 7. Copyright, 1966, The American Telephone and Telegraph Co., reprinted by permission.)

## 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

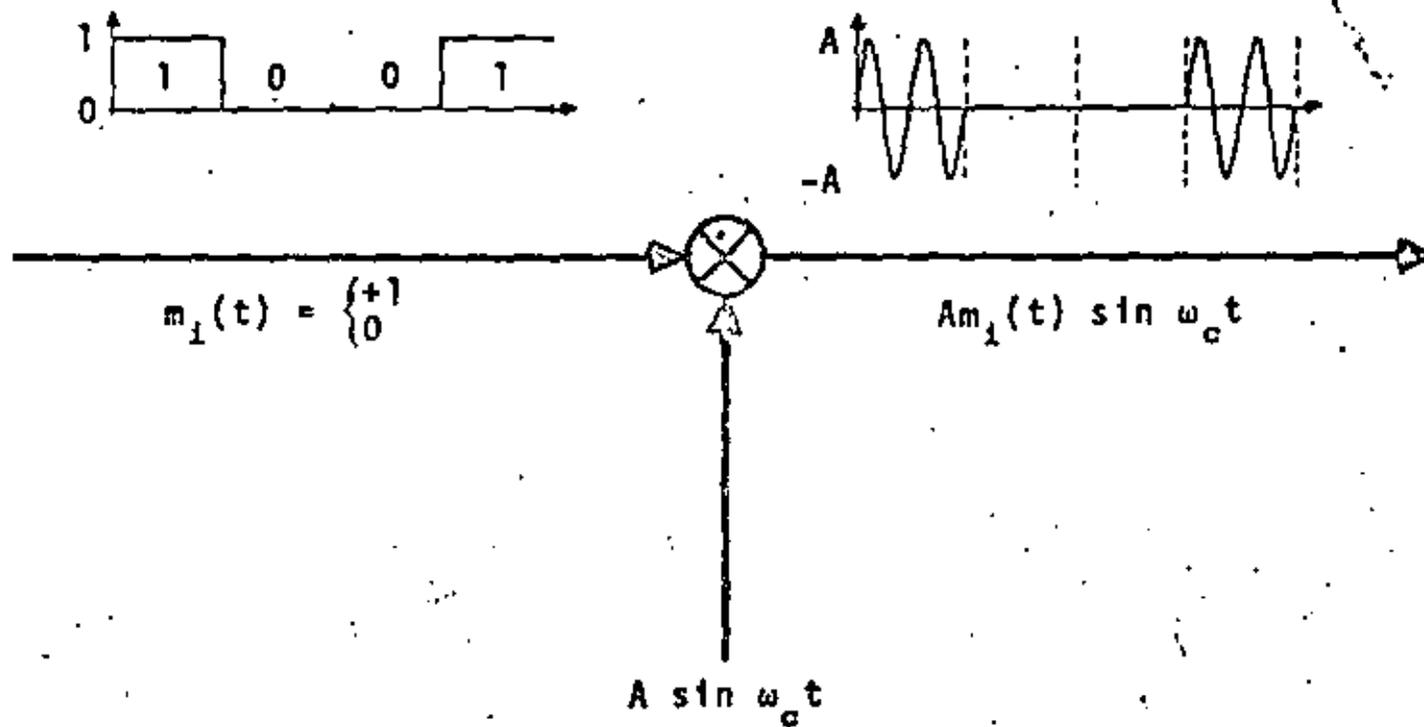


FIGURA N° 18  
MODULACION ASK

$$x_c(t) = x(t) \cos \omega_c t \quad (1)$$

donde  $x_c(t) = 1$  ó  $0$ , sobre un largo intervalo  $T$  segundos. Note que esto es exactamente la forma de la señal modulada discutida en capítulos anteriores. Como se mostró, al tomar la transformada de Fourier de la señal modulada en amplitud (ASK) y usando el teorema de desplazamiento de frecuencia, tenemos

$$x_c(\omega) = \frac{A}{2} [x(\omega - \omega_c) + x(\omega + \omega_c)] \quad (2)$$

El efecto de multiplicar por  $\cos \omega_c t$  es simplemente defasar el espectro original de la señal binaria (señal de banda base) a la frecuencia  $\omega_c$  (fig. 19). En realidad esto es la forma general de una señal de AM.

El espectro de la señal modulada (ASK) se muestra en la fig. 20, ya que como se vió anteriormente, es simplemente el espectro de un tren de pulsos esto es,  $\frac{\text{Sen } X}{X}$ .

#### LLAVEO POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA

Aquí, si consideramos una forma rectangular por simplicidad,

$$\left. \begin{array}{l} x_c(t) = A \cos \omega_1 t \\ 0 \\ x_c(t) = A \cos \omega_2 t \end{array} \right\} -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (3)$$

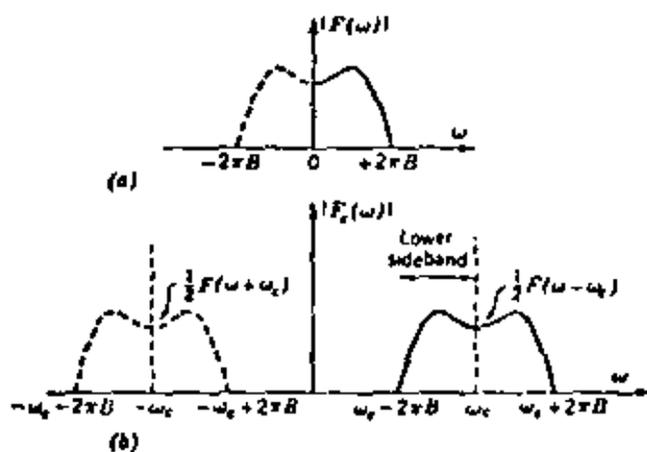


FIGURA N° 19

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  $x_0 \approx \frac{1}{T}$ , 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

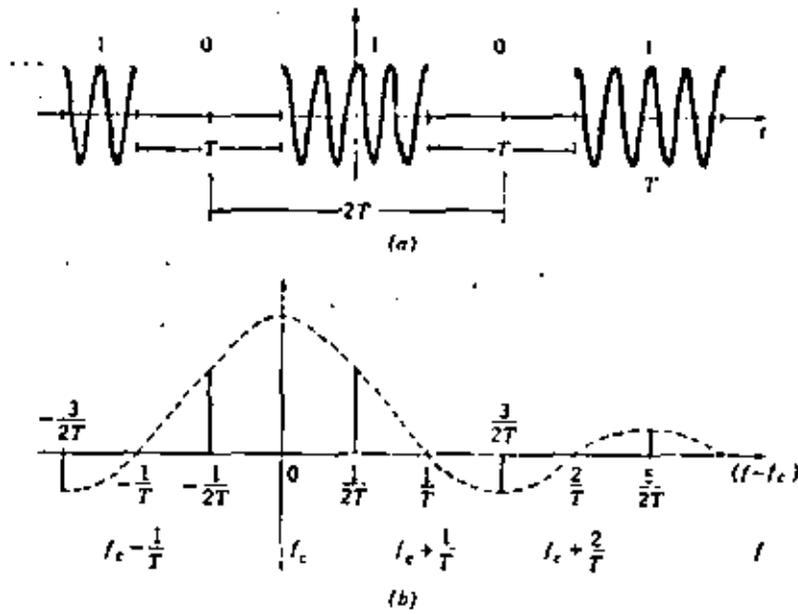
$$x_c(t) = A \cos (\omega_c \pm \Delta\omega) t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (4)$$

entonces la frecuencia se desvía  $\pm\Delta x$  respecto a  $x_c$ .  $\Delta x$  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.

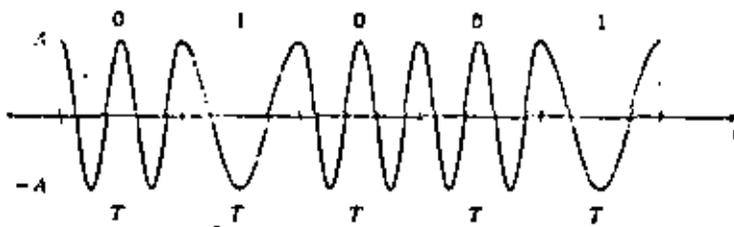
Consideremos que el mensaje binario consiste de una secuencia alternativa de 1's y 0's. Si las dos frecuencias son múltiples por el recíproco del período binario  $T$  ( $x_1 = m/T$ ,  $x_2 = n/T$ ,  $m$  y  $n$  integrados), y son sincronizadas en fase, como se considera en la ecuación (3), la onda 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 (W): a) Señal Periódica; b) Espectro (frecuencias positivas únicamente).*



*Señal FSK*

FIGURA N° 20

de fase esta dada por

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

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  $\pi$  en la señal modulada.

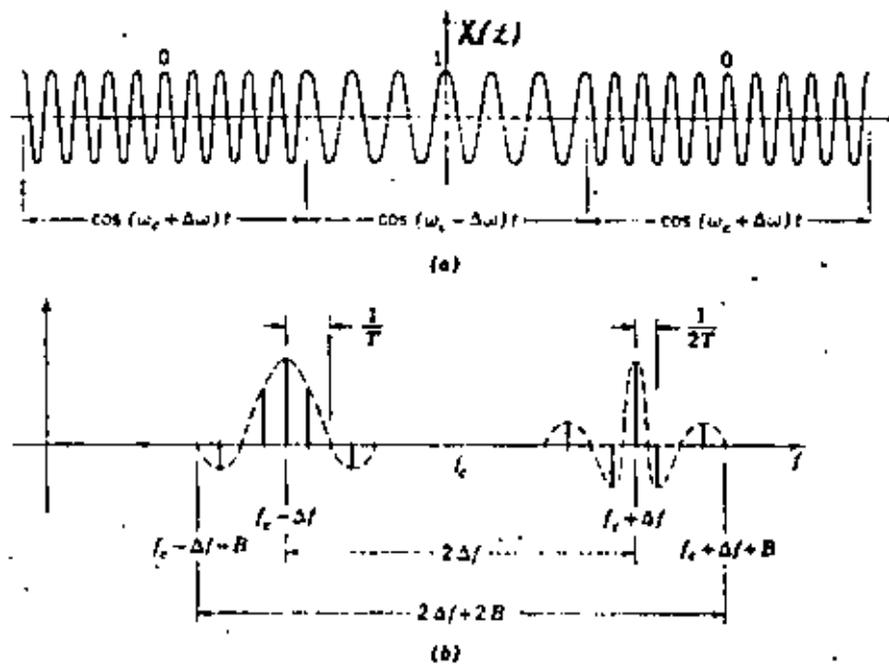


FIGURA N° 21  
 Espectro de una Señal Periódica FSK; a) Señal Periódica FSK;  
 b) Espectro de frecuencias positivas únicamente).

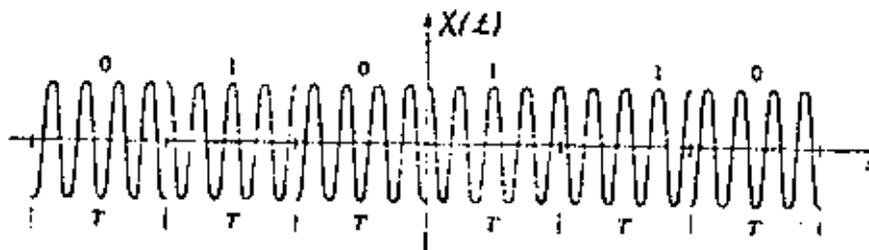


FIGURA N° 22  
 Señal PPM

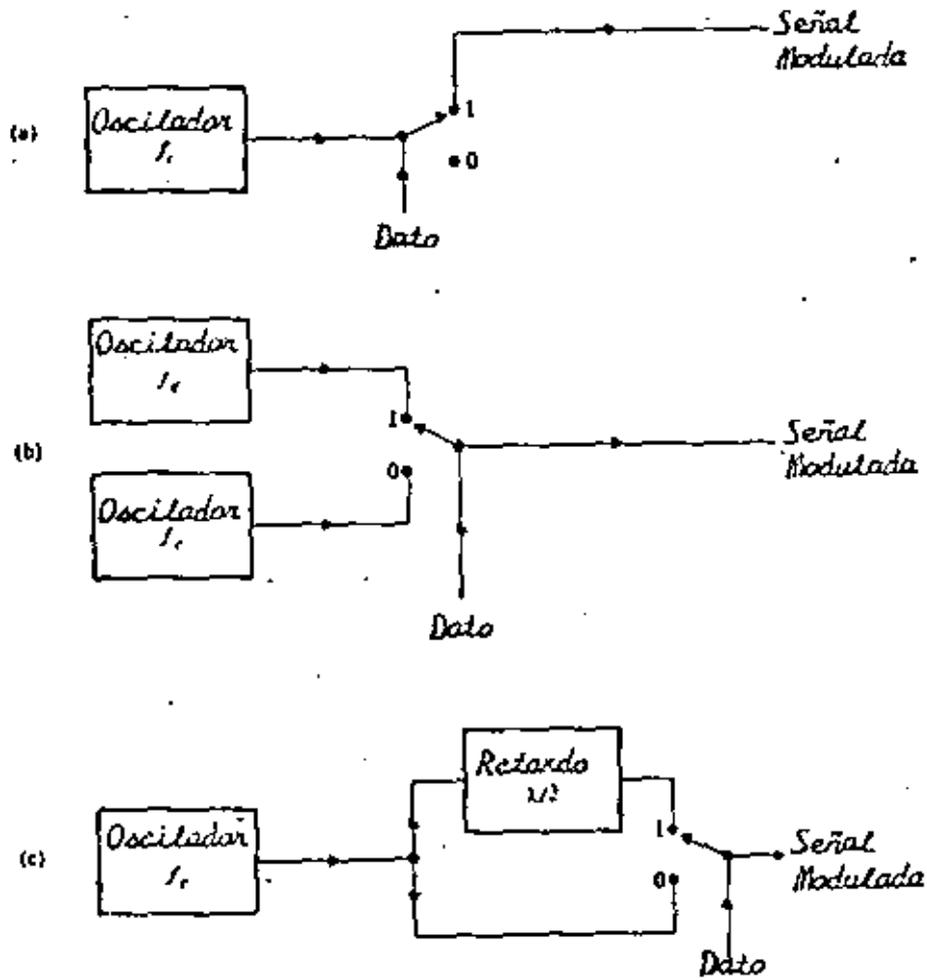


FIGURA N° 23  
 DIAGRAMA EN BLOQUES DE MODULACIONES: a) ASK ; b) FSK ; c) PSK .

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  $\pm x(t)$ .

Observe que para ASK,  $x(t)$  es 1 ó 0 y para PSK es  $\pm 1$  por lo que para ASK utilizamos el mismo diagrama. Este tipo de demodulación es llamada detección síncrona 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

$$x(t) \cos^2 \omega_d t = x(t) \cos \omega_d t \cos \omega_c t$$

6

(7)

$$x(t) \cos \omega_d t \cos \omega_c t - x(t) \cos^2 \omega_c t$$

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.

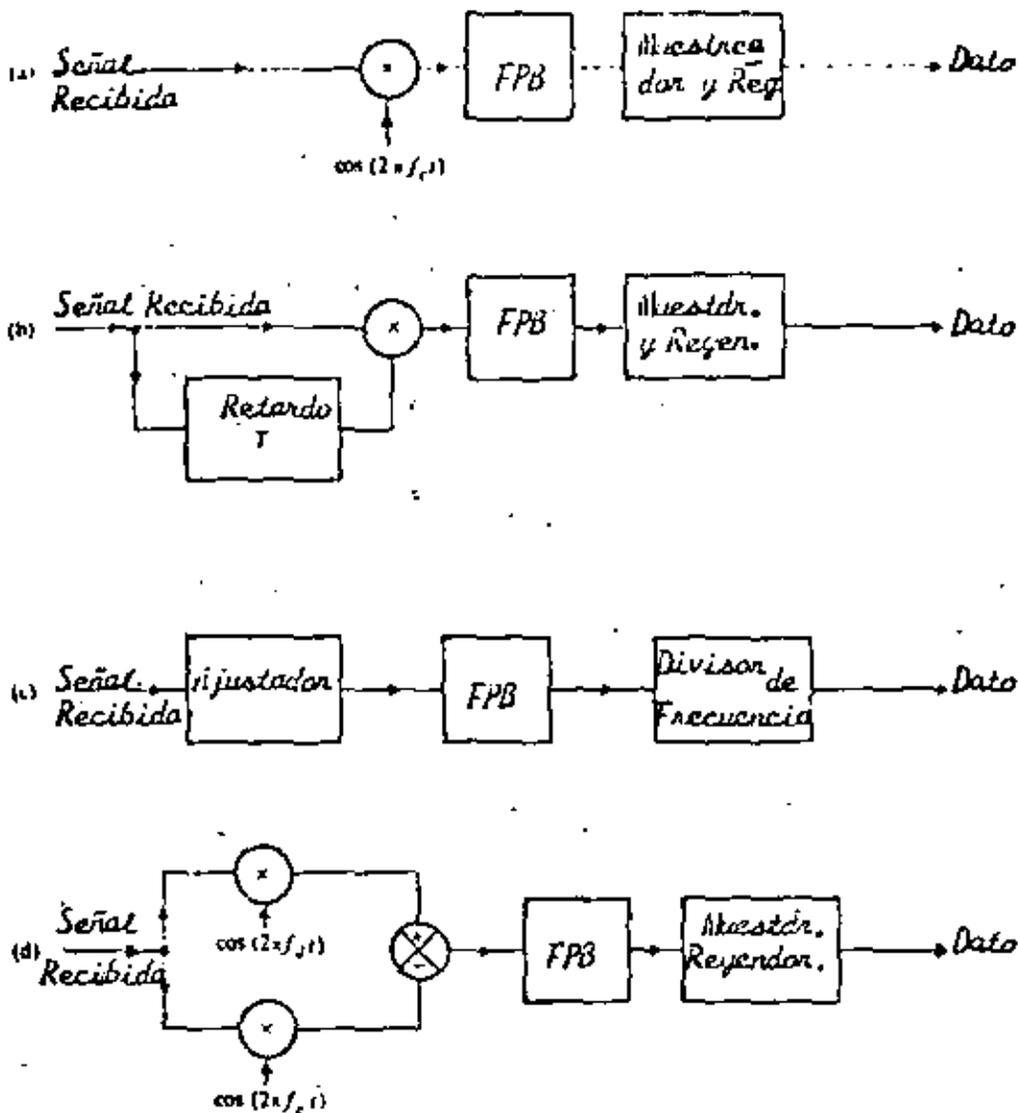
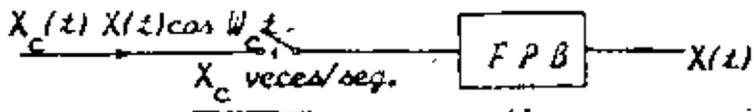
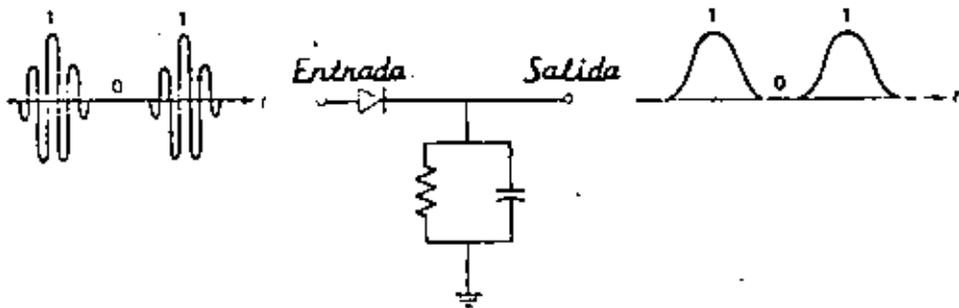


FIGURA N° 24  
 DIAGRAMA EN BLOQUES DE LOS MODULADORES: a) PSK coherente; b) Llaves por conmutación de fase diferencialmente coherente; c) Extracción diferencial; d) FSK.



Detector Síncrono



Detector de Envolverte

FIGURA N° 25

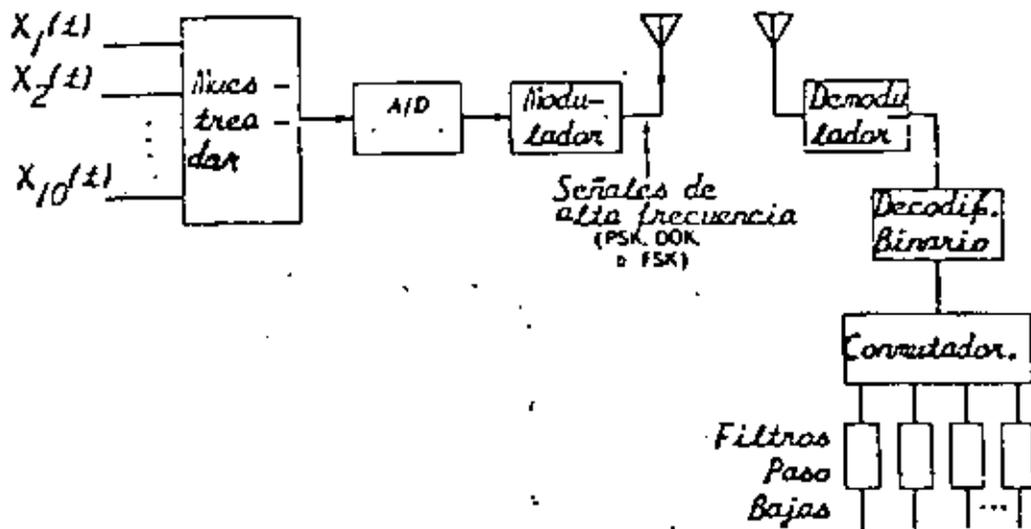


FIGURA N° 26  
Sistema PCM Completo

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, o 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 multisimbolos. 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

## SEÑALIZACIÓN MULTISIMBOLA

0 1

00, 01, 10, 11  $\rightarrow$  PSK

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

$$i = 1, 2, 3, 4 \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

$$\theta_i = 0, \pm \pi/2, \pi$$

$$\theta_i = \pm \pi/4, \pm \frac{3\pi}{4}$$

$$S_i(t) = a_i \cos \omega_c t + b_i \sin \omega_c t$$

$$\text{para } \theta_i = 0, -\pi/2, \pi, \pi/2$$

$$(a_i, b_i) = (1, 0), (0, 1), (-1, 0), (0, -1)$$

$$\text{para } \theta_i = \frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}$$

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

$\rightarrow$  PSK Cuaternario (QPSK)

$\rightarrow$  Caso especial de PSK Multiple (MPSK)

ESQUEMA MULTISIMBOLO

Considere un sistema en el cual dos pulsos sucesivos binarios se combinan y el conjunto resultante de cuatro pares binarios, 00, 01, 10, 11, se usa 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

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

$$i = 1, 2, 3, 4 \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (8)$$

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

Las 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:

$$S_i(t) = a_i \cos w_c t + b_i \text{ sen } w_c t \quad ; \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (11)$$

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), está dado por

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

La transmisión de este tipo es frecuentemente llamada transmisión de cuadratura, con dos portadoras en cuadratura de fase una a otra ( $\cos w_c t$  y  $\text{sen } w_c t$ ) 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  $b_i$  esta 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,  $\cos w_c t$  y  $\sin w_c t$ , respectivamente, donde uno de los números es cero, esa portadora esta de seguro imposibilitada. Un modulador de este tipo es mostrado en la fig. 28.

Es evidente que la demodulación es llevada a cabo al usar dos detectores síncronos en paralelo, uno en cuadratura con el otro. Un diagrama de bloques de tal demodulador aparece en la fig. 29.

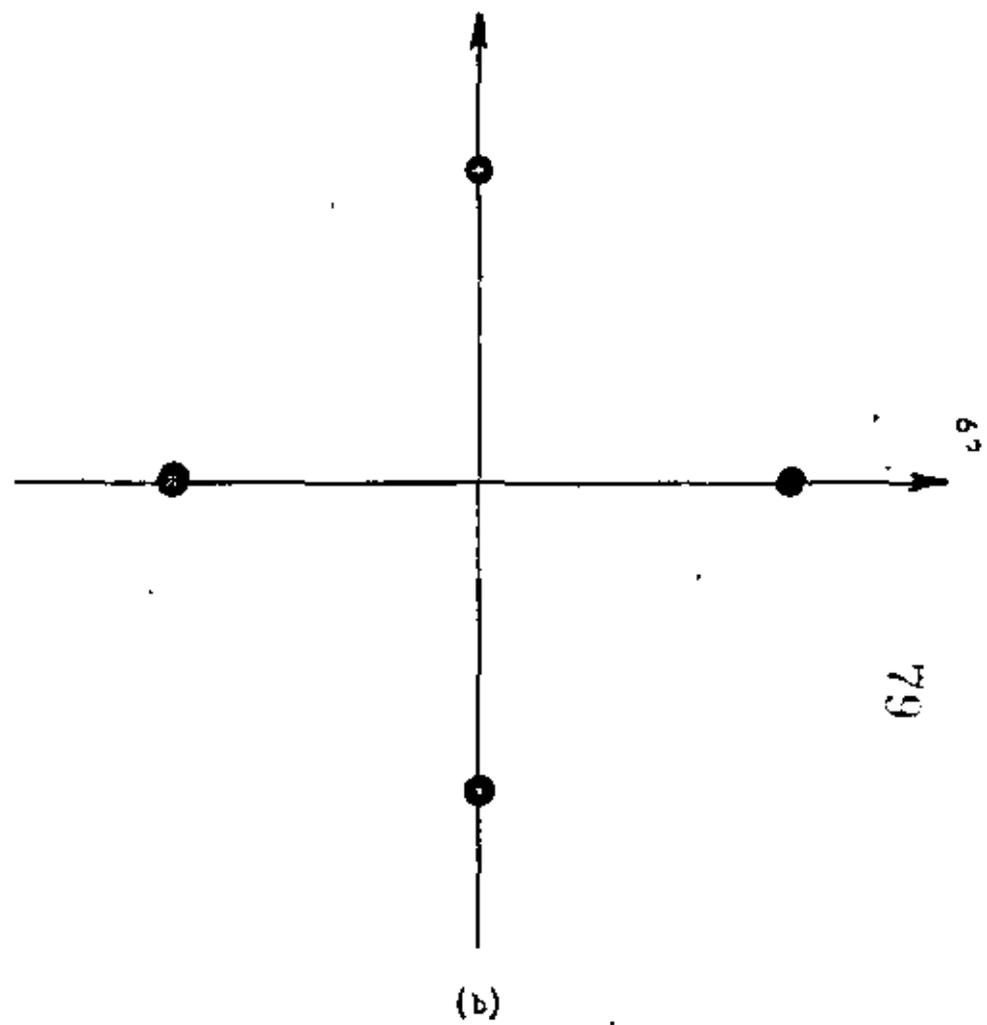
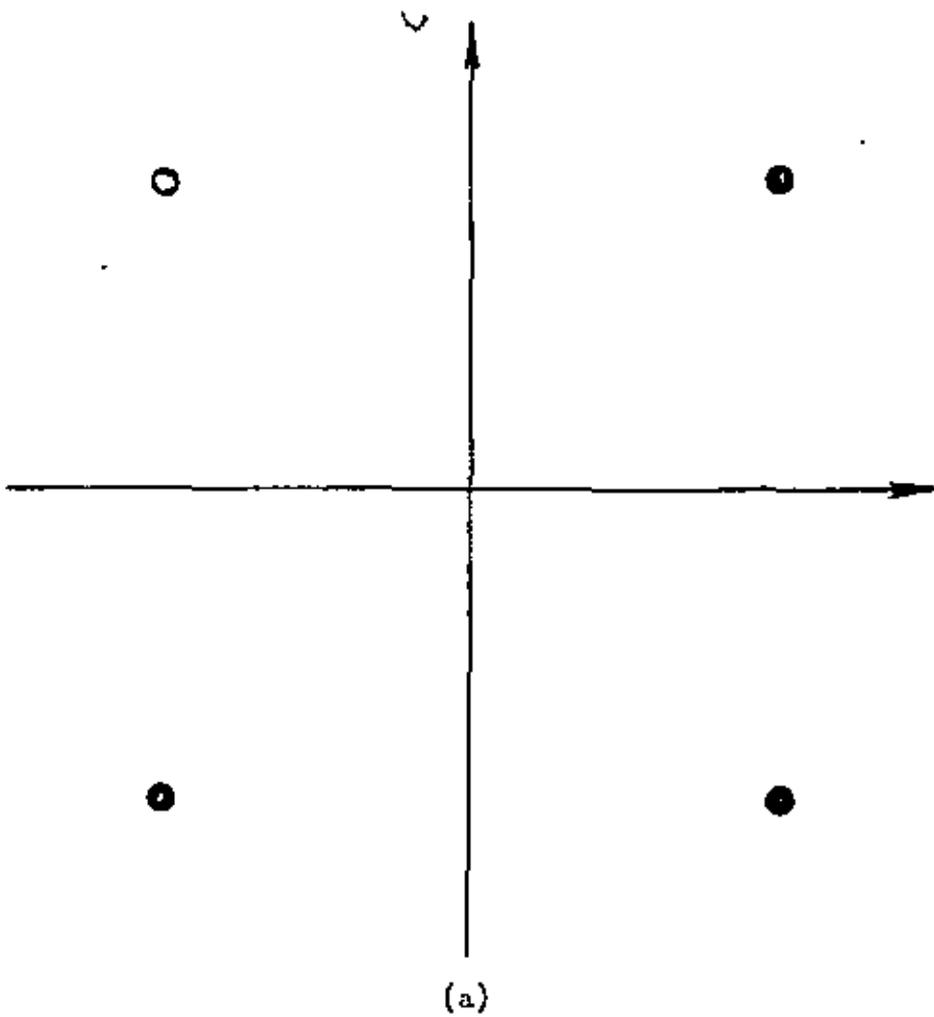


FIGURA No. 27  
CONFIGURACION DE SEÑALES QPSK.

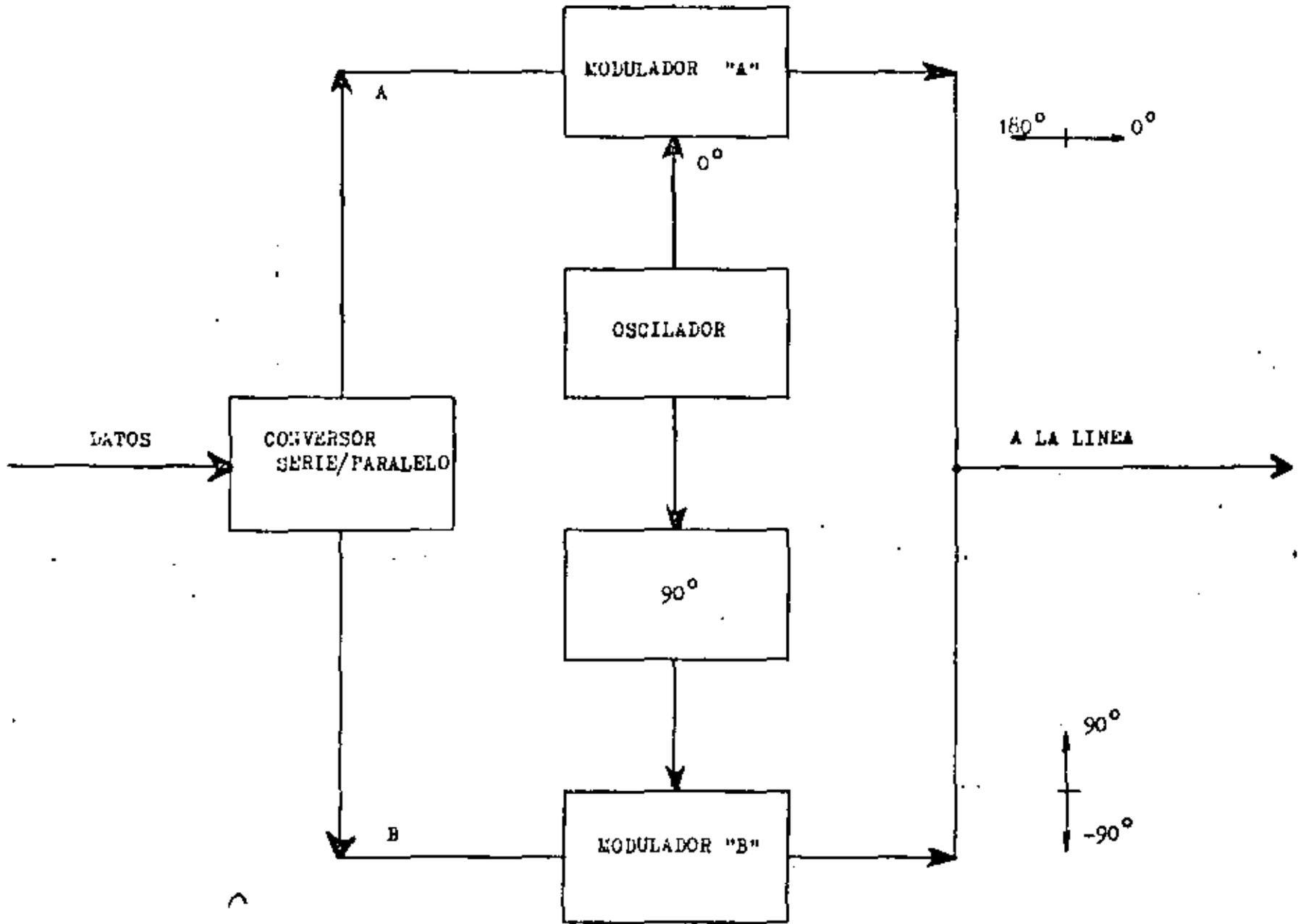


FIGURA No. 28  
 GENERACION DE SEÑALES QPSK

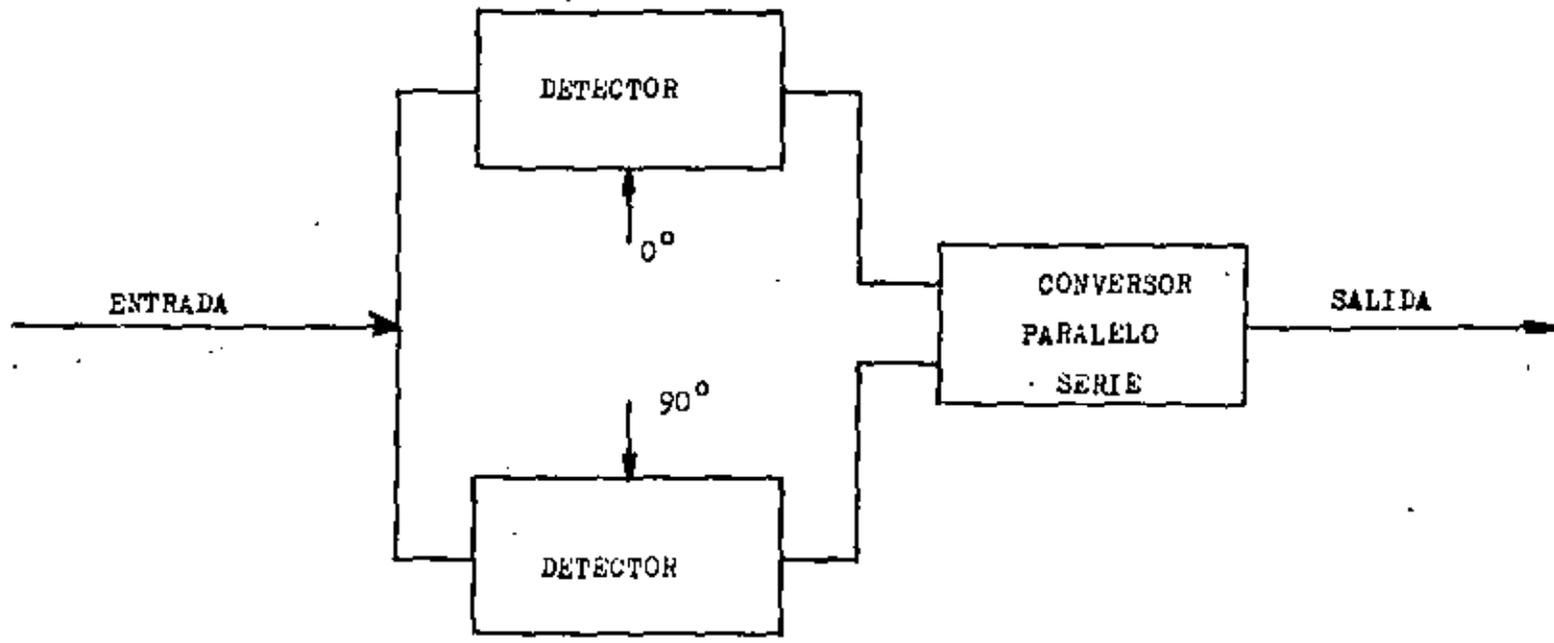


FIGURA No. 29  
DEMOLULADOR QPSK

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

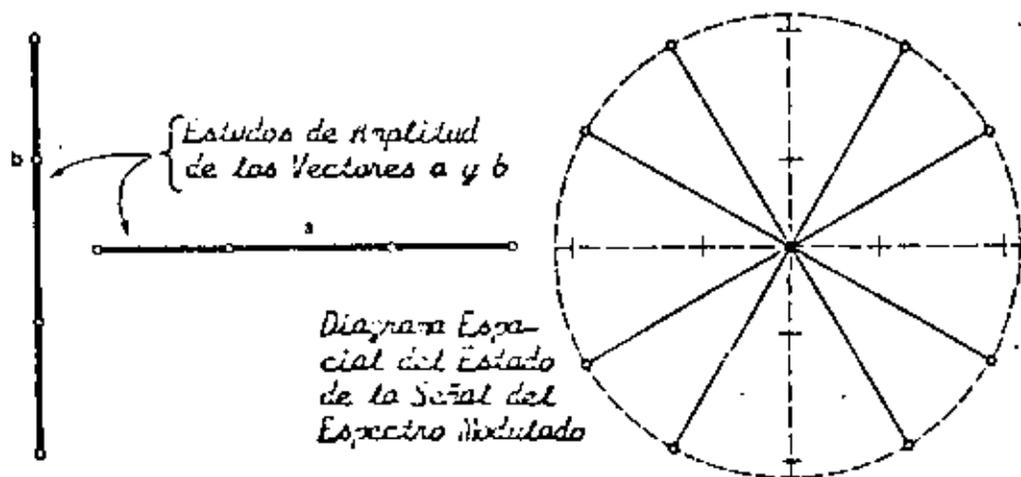
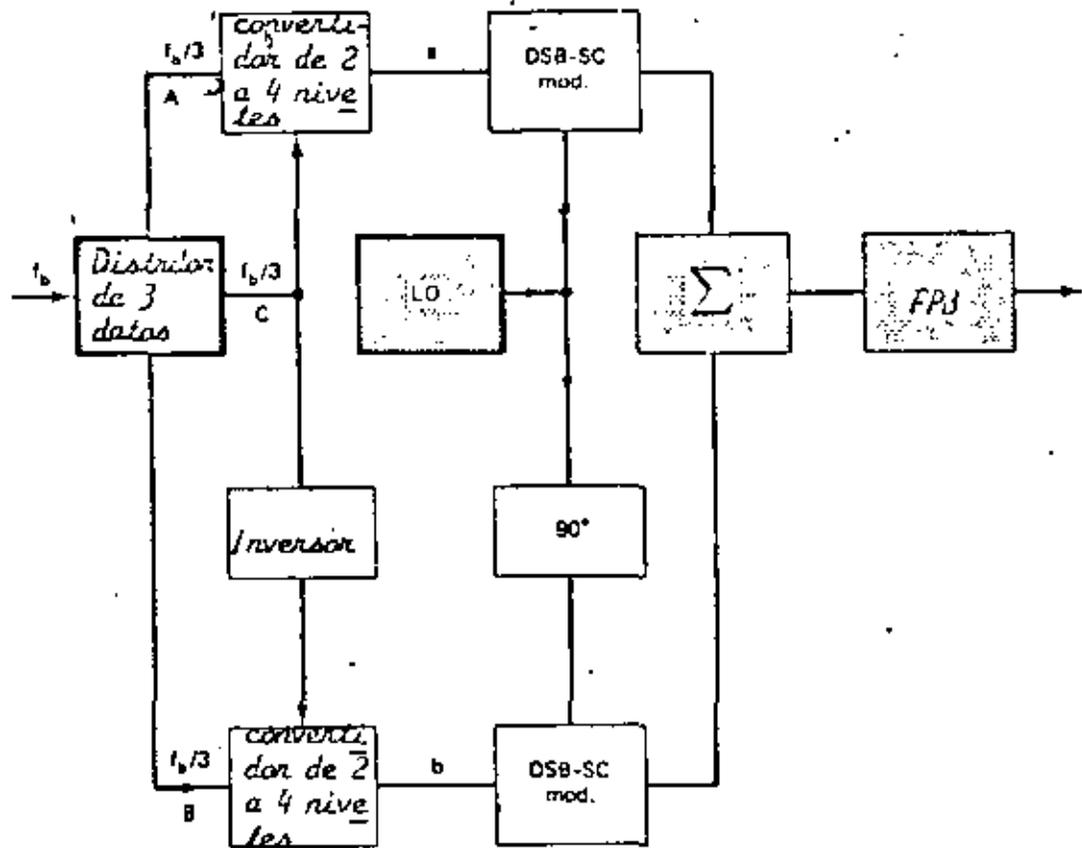


FIGURA N° 30  
 Modulador PSK Clásico de 3 Fases y Diagramas de Estados de amplitud.

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 ( $90 \text{ Mb/s}$ ), 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,  $90 \text{ Mb/s}$ , 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 16 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

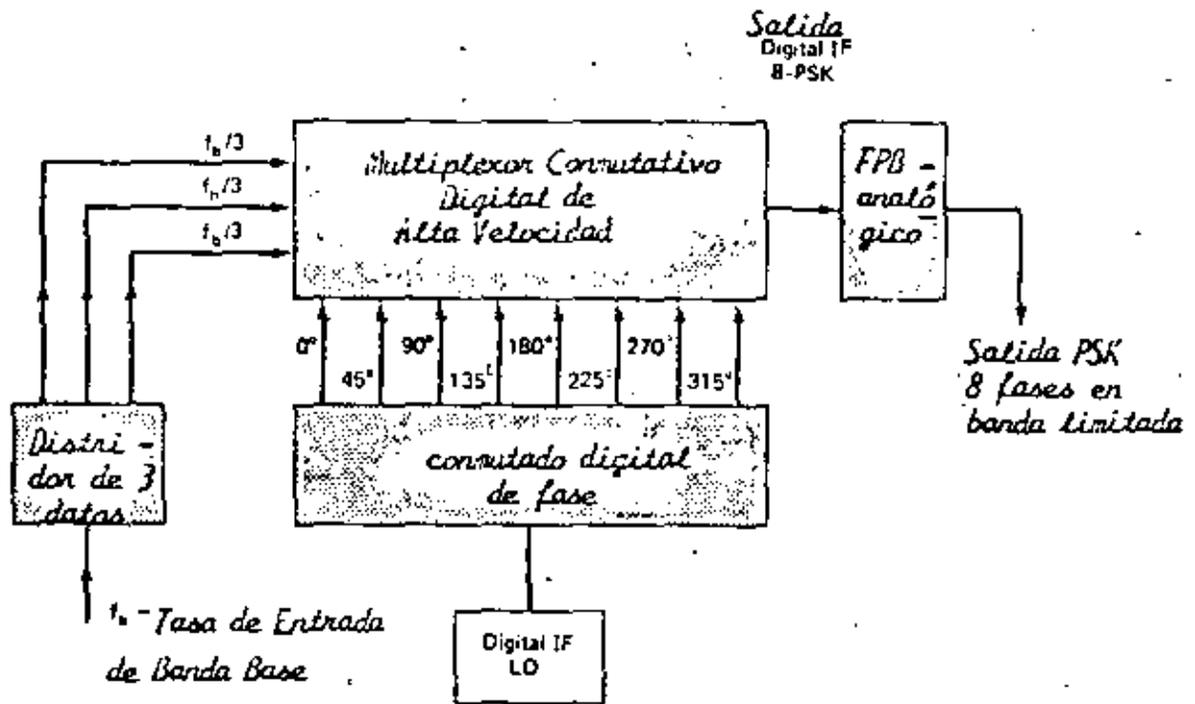


FIGURA N° 31  
Modulador PSK de 8 Fases y Alta Velocidad.

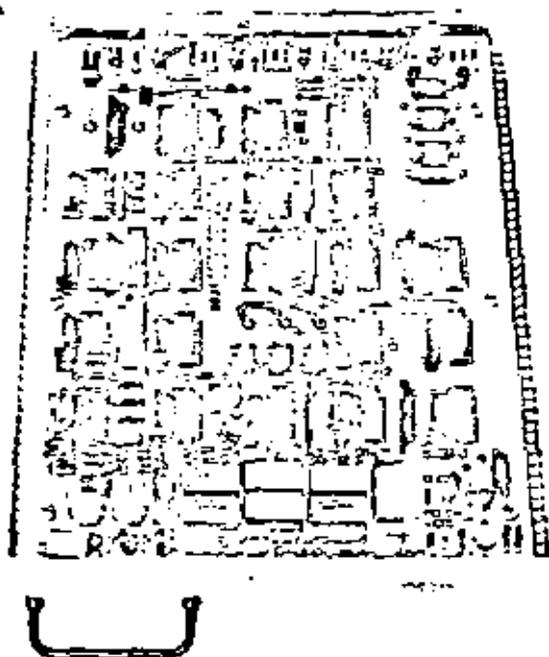


FIGURA N° 32  
TARJETA DE CIRCUITO IMPRESO DE  
UN MODULADOR 8-PSK, 90 Mb/s.

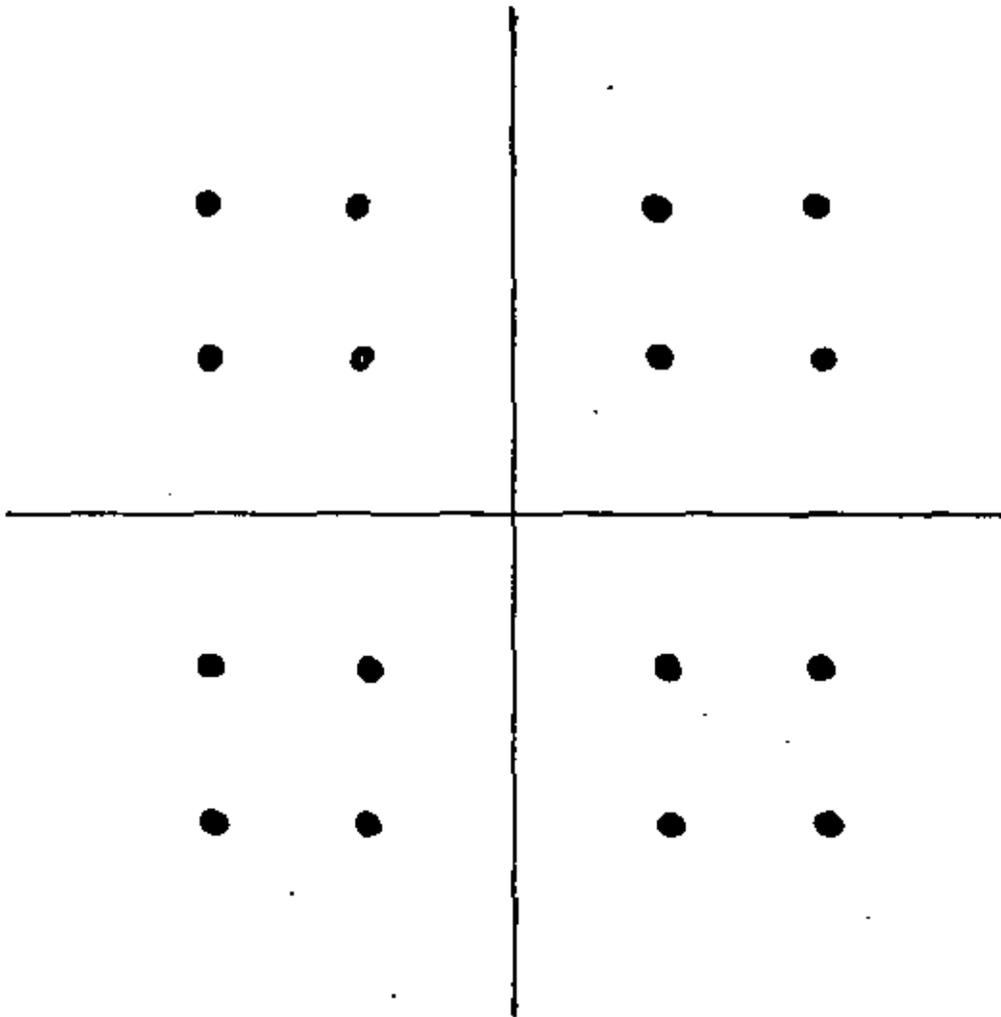


FIGURA No.33

CONFIGURACION QAM DE 4 NIVELES (16-SIMBOLOS)

Ejemplo

Un canal de voz va a ser transmitido via PCM utilizando un satelite de comunicaci3n. Se toman 8000 muestras por segundo. Se utilizan 32 bits de sincronizaci3n por cada 224 bits transmitidos. El flujo binario resultante se transmite usando conformaci3n "roll-off" para cada pulso binario. El factor roll-off es 20%.

- a) ¿Cual es la raz3n de bit PCM en bits/s?
- b) ¿Cual es el ancho de banda de banda base (señal PCM)?
- c) Se usa PSK para transmisi3n. ¿Cual es el ancho de banda requerida?
- d) Si ahora se usa 4- PSK. ¿Cual es el ancho de banda requerida?
- e) Repetir (c) si se usa transmisi3n OOK.
- f) Repetir (c) se usa FSK con una desviaci3n de frecuencia de 3B KHz

Solución

a) Para P C M un canal de voz requiere 64 k b p s incluyendo bits de sincronización

$$B) \quad \frac{1}{T} = 64000 \text{ b p s} \quad B = \frac{1}{2T} (1 + r) = 32000 (1 + .2)$$

$$B = 38400 \text{ Hz}$$

$$c) \quad B_T = 2B = 76800 \text{ Hz}$$

$$d) \quad B = \frac{1}{2T} (1 + .2); \quad \frac{1}{2T} = \frac{32000}{2} = 16000$$

$$B = 16000 (1 + .2) = 19200$$

$$B_T = 38400$$

$$e) \quad \text{O O K: } B_T = 2B = 2 (38400) = 76800 \text{ Hz}$$

$$f) \quad \text{F S K: } B_T = 2B + 2\Delta f = 76800 + 76000$$

$$B_T = 152800 \text{ Hz}$$

Ejemplo

Una terminal de datos de 4800 bits/s se conecta a un Modem. Calcular el ancho de banda de transmisión requerido  $B_T$  a la salida del Modem para cada uno de los siguientes esquemas (Se usa un 50% de "Roll - Off" en todos los casos):

- a) Transmisión O O K
- b) Transmisión F S K. La frecuencia se desvía  $\pm 3600$  Hz con respecto a la portadora
- c) QAM de 16 niveles

Solución

$$B = \frac{1}{2T} (1 + r) = 2400 (1.5) = 3600 \text{ Hz}$$

$$a) \text{ O O K : } B_T = 2 ( B ) = 7200 \text{ Hz}$$

$$b) \text{ F S K : } 2 f = 7200$$

$$B_T = 7200 + 7200 = 14400 \text{ Hz}$$

$$c) \text{ Q A M de 16 niveles}$$

$$\frac{1}{T} = \frac{4800}{4} = 1200 \text{ pulsos/seg. } B = 600 (1.5) = 900 \text{ Hz}$$

$$B_T = 1800 \text{ Hz}$$

EJEMPLO

La salida de un multicanalizador por división de tiempo de 2400 bits/s es alimentada a un Modem. Compare los anchos de banda de transmisión requeridos a la salida del Modem para los siguientes esquemas de modulación:

- a) F S K, con desviación de frecuencia de  $\pm$  2400 Hz respecto a la portadora
- b) Transmisión O O K
- c)  $8\phi$  - P S K

SOLUCION

$$\frac{1}{T} = 2400 \text{ b p s}$$

$$B = \frac{1}{2T} (1 + r) = \frac{2400}{2} (1 + 1) = 2400 \text{ Hz}$$

El cual es el ancho de banda de banda base.

Entonces :

$$\text{a) F S K : } f = 2400 \text{ Hz, } B_T = 2 (2400) + 2 (2400) = 9600 \text{ Hz}$$

$$\text{b) O O K : } B_T = 2 B = 2 (2400) = 4800 \text{ Hz}$$

$$\text{c) } 8\phi \text{ - P S K : } \frac{1}{T} = \frac{2400}{3} = 800 \text{ pulsos/seg.}$$

$$B = \frac{800}{2} (1 + 1) = 800 \text{ Hz}$$

$$B_T = 2 (800) = 1600 \text{ Hz}$$

TECNICA DE MODULACION DIGITAL CONTRA EFICIENCIA ESPECTRAL

TIPO DE MODULACION	NUMERO DE NIVELES LOGICOS	NUMERO DE BITS POR SIMBOLO	ANCHO DE BANDA
A S K	2	1	$B_T = 2B$
F S K	2	1	$B_T = 2B + 2f$
P S K	2	1	$B_T^b = 2B$
4-P S K	4	2	$B_T^{4\phi} = \frac{1}{2} B_T^b$
8- P S K	8	3	$B_T^{8\phi} = \frac{1}{3} B_T^b$
16- P S K	16	4	$B_T^{16\phi} = \frac{1}{4} B_T^b$
Q A M	16	4	$B_T^{QAM} = \frac{1}{4} B_T^b$

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 decibelios.

## EFFECTOS 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

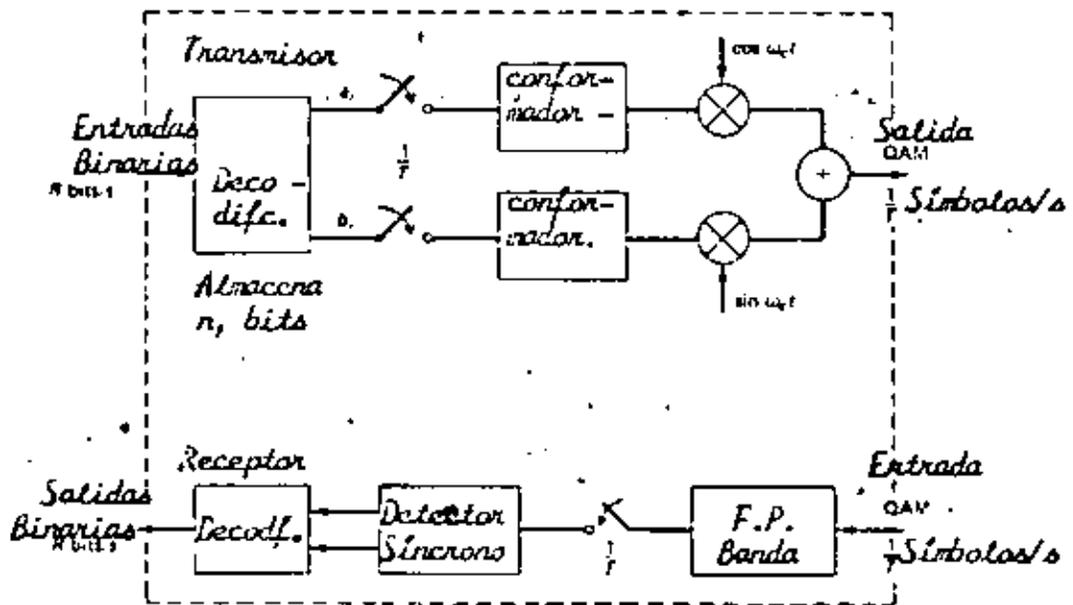


FIGURA N° 34

Diagrama Simplificado de un Modem QAM.

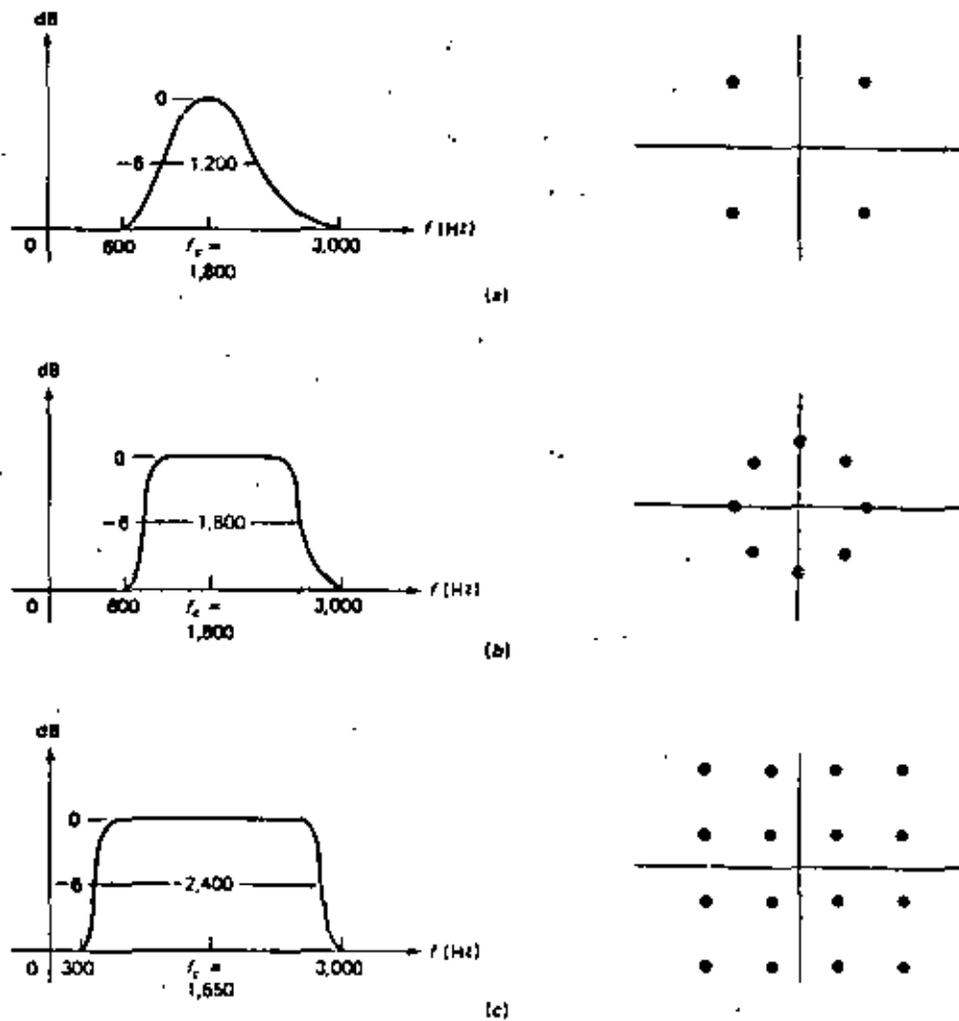


FIGURA N° 35

Espectro y Constelación para Modems de Alta Velocidad: a) 2400 bits/s, PSK de 4 fases, característica cosenoidal; b) 4800 bits/s, PSK de 8 fases, 50 % de factor de conformación; c) 9600 bits/s, QPSK, 16 estados, 10 % de factor de conformación.

MODULACION

VELOCIDAD (bits/s)

F S K

1200

4-P S K

2400

8-P S K

4800

16-P S K

9600

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  $n+dn$  está 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  $\sigma^2$  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 símbolos binarios más ruido es muestreado una vez cada intervalo binario y se hace una decisión si un 1 ó un 0 está presente. Una simple forma particular de hacer la decisión es decidir un 1 si el voltaje compuesto es mayor que  $A/2$  volts, y 0 si la muestra es menor que  $A/2$  volts.

Ocurrirán 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  $\infty$ . 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  $P_{eo}$  en este caso es el area bajo la curva  $f_0(v)$  de  $A/2$  a  $\infty$ .

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

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

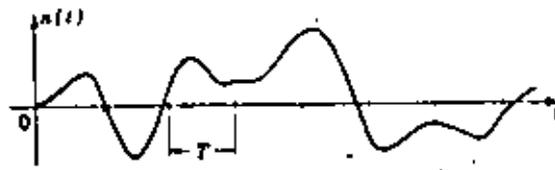


FIGURA N° 36  
Típico Oscilograma de Voltaje de Ruido

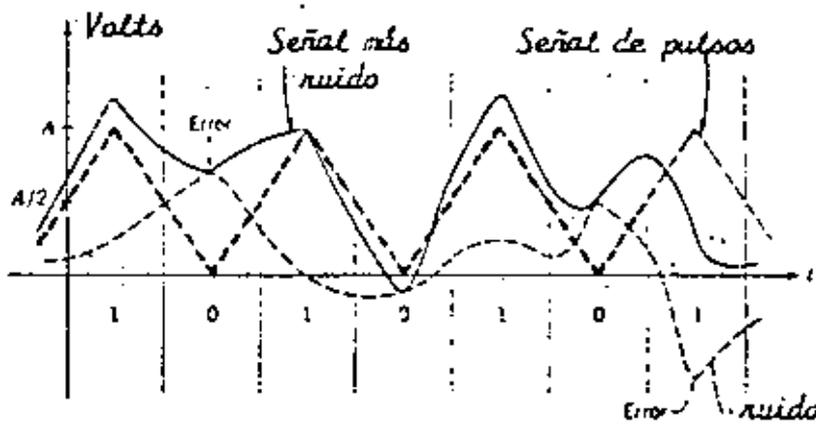


FIGURA N° 38  
Efectos del Ruido en la Transmisión de  
Pulsos Binarios

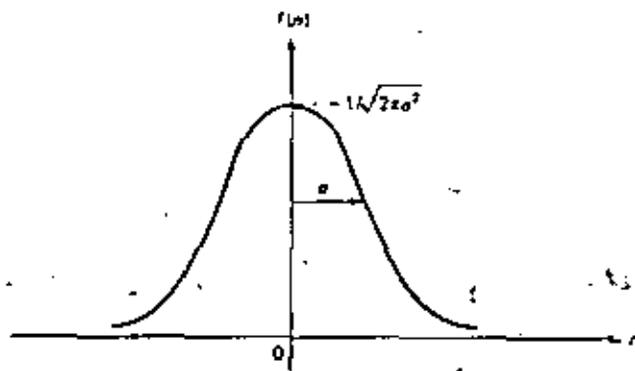


FIGURA N° 37  
FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD  
GAUSSIANA.

## TASA DE ERROR EN TRANSMISION BINARIA

La probabilidad de que una muestra medida  $m(t_i)$  caiga en el rango de  $m$  a  $m + du$  está dada por  $f(u)du$ , con

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

$$\left. \begin{array}{l} 0 \longrightarrow 1 \\ 1 \longrightarrow 0 \end{array} \right\} \text{error} \quad P_e \longrightarrow \text{Prueba} > A/2$$

Si un 0 está presente  $v(t) = u(t)$

Así la función de densidad para  $v$ , asumiendo que un cero está presente, es

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

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

Si un 1, se transmite

$$v(t) = A + m(t)$$

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

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

Probabilidad Total del sistema?

$P_{e0}$   $\rightarrow$  Probabilidades condicionales  
 $P_{e1}$

$P_0$  y  $P_1$  eventos mutuamente exclusivos  
 $\rightarrow (P_0 + P_1)$

$$\rightarrow P_e = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left( 1 - \text{erf} \frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right)$$

donde

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

Ejemplo

$$\frac{A}{\sigma} = 7.4 (17.4 \text{ dB}); \quad P_e = 10^{-4}$$



1 bit en  $10^4$  es  
Tomado incorrecto

$$\frac{A}{\sigma} = 11.2 (21 \text{ dB}); \quad P_e = 10^{-8}$$

Si Transmisor  $10^5$  bits/s

se comete un error cada

1000 s ó 15 min.

Diseñadores usan  $P_e = 10^{-5}$  ó  $10^{-6}$

la probabilidad de error indicada por el area sombreada.

Considerese 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

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

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 area 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 aparentemente, y viceversa.

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, es 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) da la probabilidad de error en la decodificación de cualquier dígito.

Note que la probabilidad de error  $P_e$  depende únicamente de  $A/\sigma$ , la relación de la amplitud de la señal a la desviación estándar del ruido. Esta cantidad  $\sigma$  es comunmente referida como el ruido rms. La relación  $A/\sigma$  es entonces la relación señal a ruido rms. La probabilidad de error se muestra graficada contra  $A/\sigma$  en la fig. 40. Es evidente que  $\sigma^2 = N(\text{potencia})$

#### 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  $\omega_c$  es  $\omega_1$  ó  $\omega_2$  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

$$v_0(t) = f(t) + x(t) \quad (9)$$

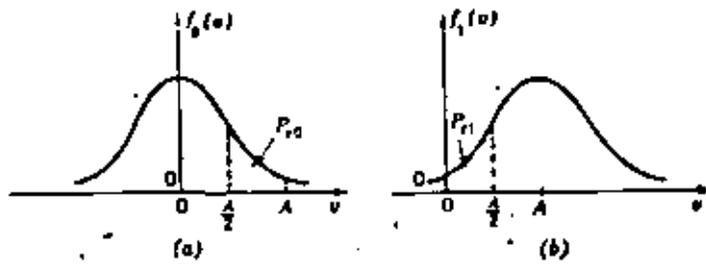


FIGURA N° 39

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).

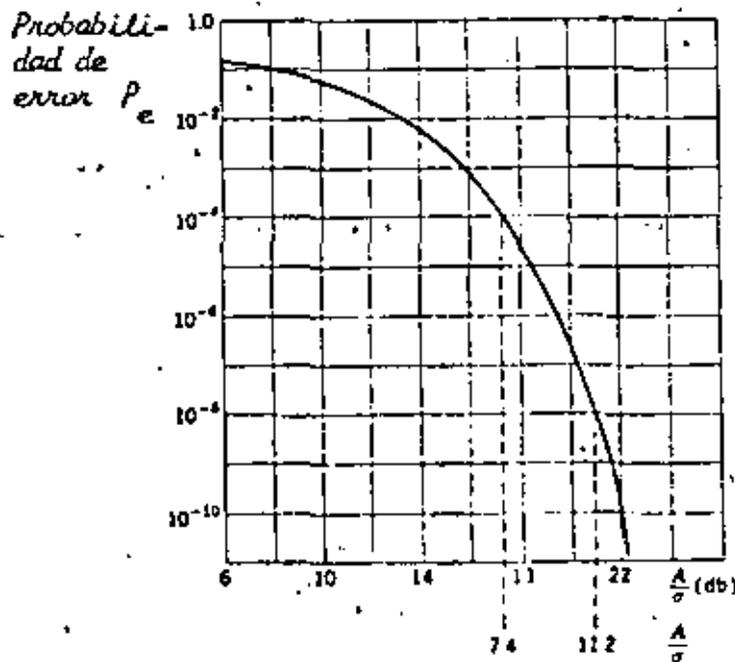


FIGURA N° 40

Probabilidad de Error por Ruido Gaussiano en la Detección Binaria.

Para ASK

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

ya que la salida es idéntica y la discutida asincrónicamente

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

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

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

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

$$v_o, \text{FSK} = \begin{matrix} +A \\ 0 \\ -A \end{matrix} + (x_1 - x_2)$$

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, afectivamente, 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 optimo 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.

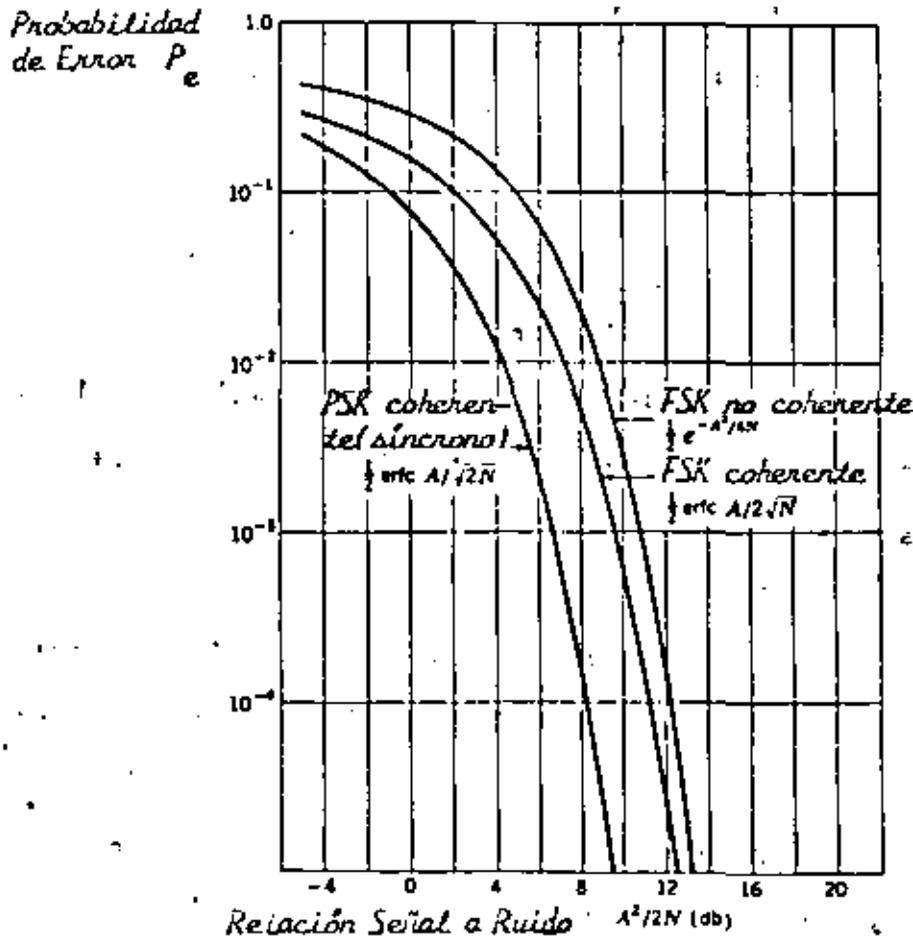


FIGURA N° 41  
 Transmisión Binaria.

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  $M = 2, 3, 4, 8, 16, \dots$ , 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  $270^\circ$  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  $\pi/M$ . Como un ejemplo ver el vector  $v(t) = \vec{V}_{00}$ . Si el vector está dentro la región  $-\pi/M$  y  $\pi/M$  (región de error  $E_1$ ) ó den

$$r(t) = A \cos(\omega_c t + \phi) + m_c(t) \cos(\omega_c t + \phi) + m_s(t) \sin(\omega_c t + \phi)$$

So there error is:

$$|\alpha| \rightarrow \pi/M$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{m_s(t)}{A + m_c(t)}$$

Para. M-ary PSK

$$\begin{aligned} P(e) &= \int_{\pi/M}^{\pi} P(\alpha) d\alpha + \int_{-\pi}^{-\pi/M} P(\alpha) d\alpha \\ &= 2 \int_{\pi/M}^{\pi} P(\alpha) d\alpha \end{aligned}$$

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

donc

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

$$P(e) = e^{-c/N \sin^2 \pi/M}$$

tro de la región  $\pi$  y  $-\pi/M$  (región de error  $E_2$ ), entonces el vector transmitido que tenga una fase  $\phi = 0^\circ$  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  $\alpha$ . La función de distribución de probabilidad de  $\alpha$  dentro de las regiones

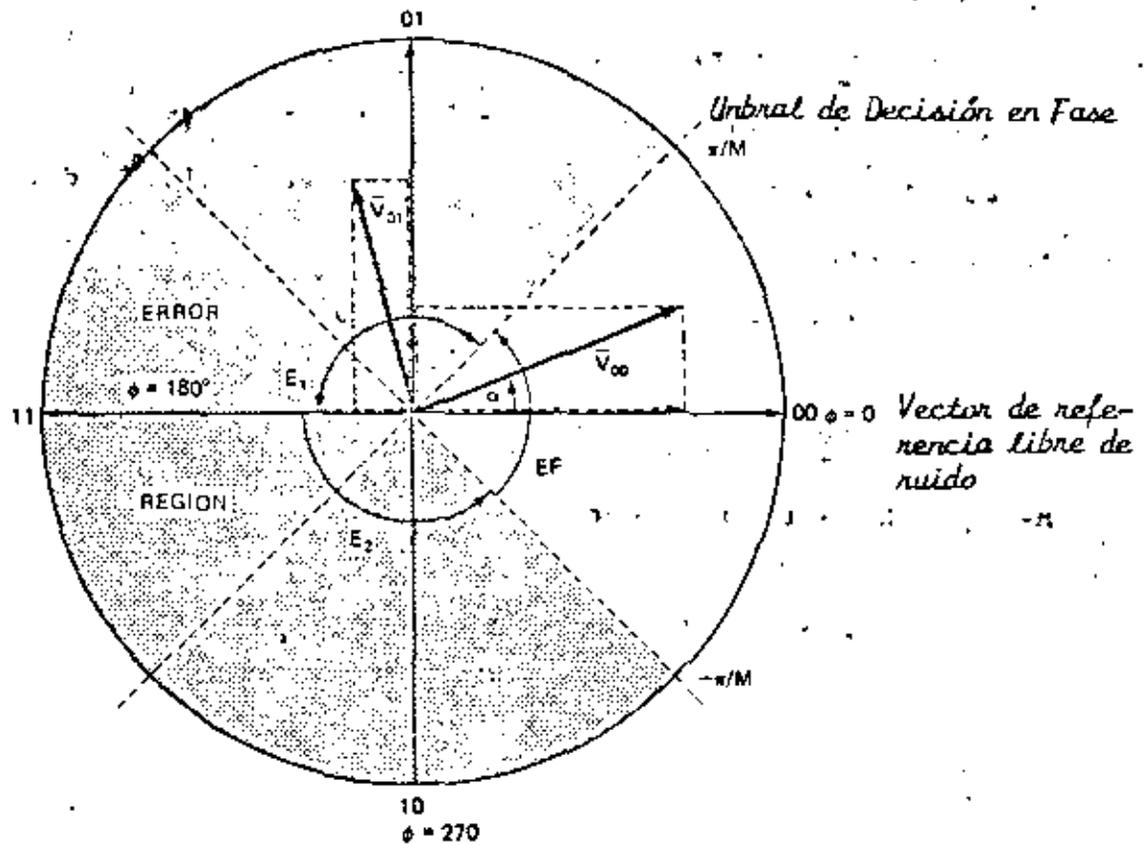


FIGURA N° 42  
 Región de Error en Demoduladores Coherentes. M Qary. PSK.

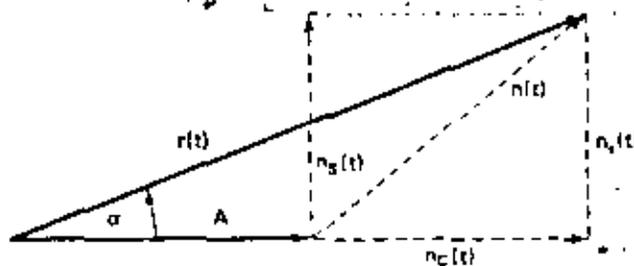


FIGURA N° 43  
 Diagrama Sectorial de una Portadora Recibida y de una Señal de Ruido.

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

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

donde  $P(\alpha)$  es la función de densidad de probabilidad de  $\alpha$ . 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

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

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 =  $C T_b$

$f_b$  = 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

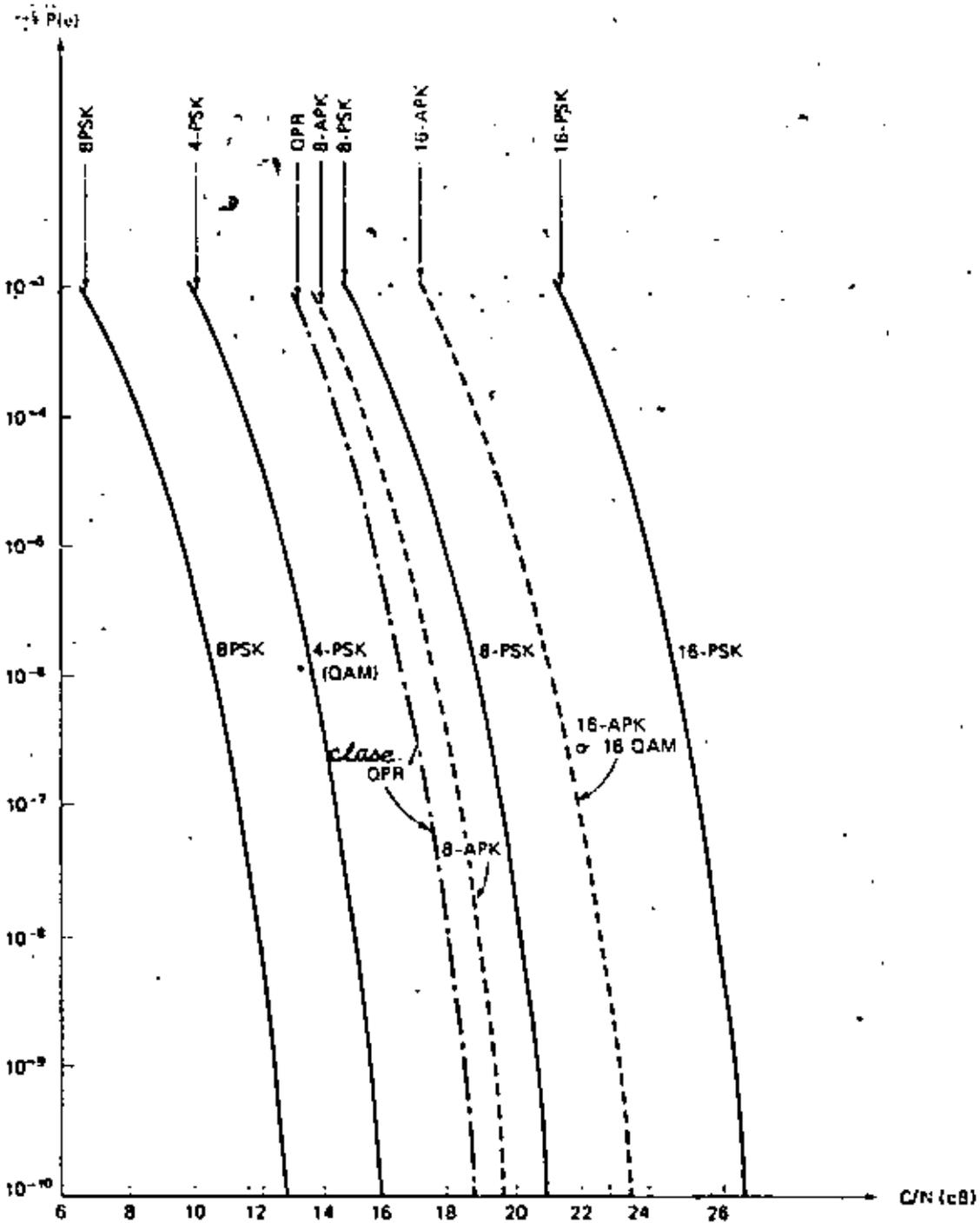


FIGURA N° 44

Representación de la Probabilidad de Error  $P_e$  de Sistemas Coherentes; M-ary PSK, QAM, QPR y M-ary 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 satelites es especi  
ficada en términos de  $E_b/N_o$ .



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

SISTEMAS DE MICROONDAS

M. en C. Salvador Landeros Ayala

AGOSTO, 1982

## TERRESTRIAL MIC.

### ADVANTAGES

- o FLEXIBLE TRAFFIC CAPACITY
- o ADAPTS TO DIFFICULT TERRAIN
- o TRANSPORTABLE
- o REDUCED INSTALLATION TIME
- o LARGE BANDWIDTH POTENTIAL
- o TRANSMISSION LOSS  $\propto$  LOG D

### DISADVANTAGES

- o RANGE LIMITED BY TERRAIN
- o SPECTRAL CONGESTION
- o VULNERABLE TO INTERCEPTION
- o AFFECTED BY WEATHER
- o RADIATION HAZARD POTENTIAL

Fig. 1.1. U.S. and Canadian telephone industries' medium-length (500-2000 km) wideband, transmission-system investment forecast for 1984.

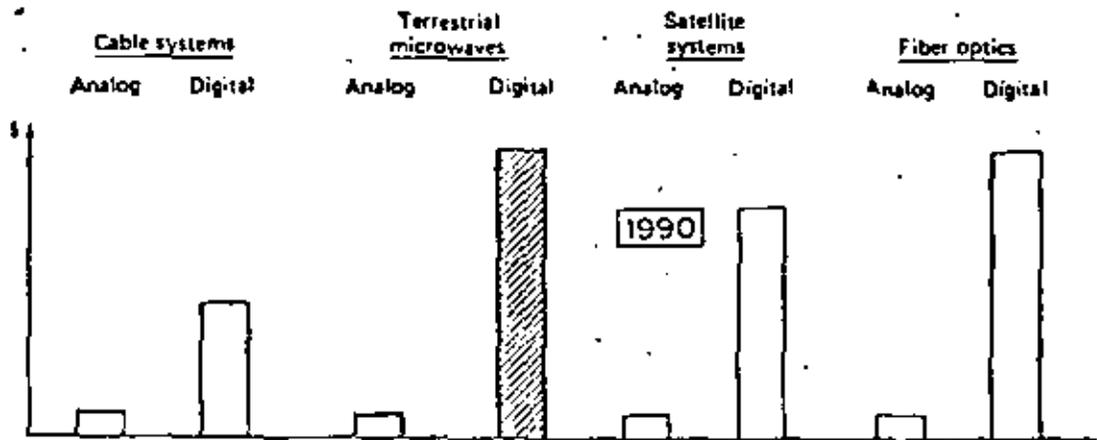
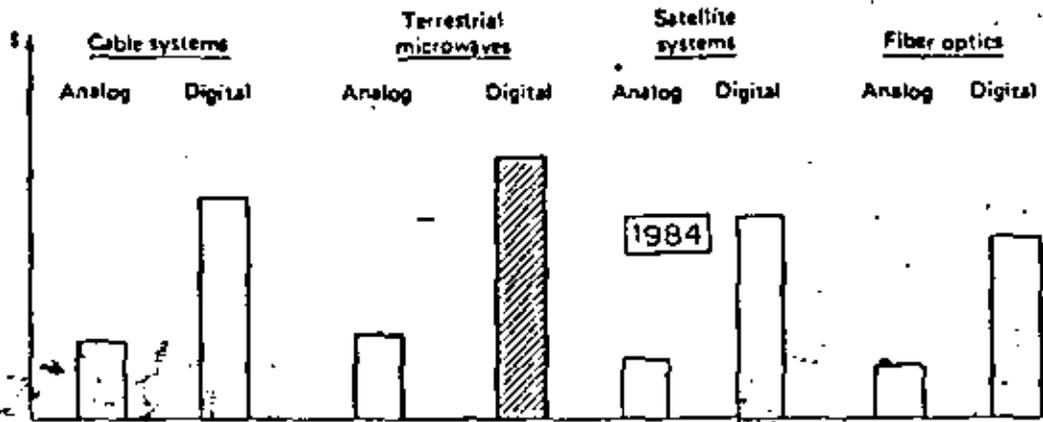


Fig. 1.2. U.S. and Canadian telephone industries' medium-length (500-2000 km) wideband, transmission-system investment forecast for 1990.

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 Analog
1988-'92	Decreasing period	Route duplication commencement	Digital 70
1993-'97	Decaying period	Route duplication completion	90

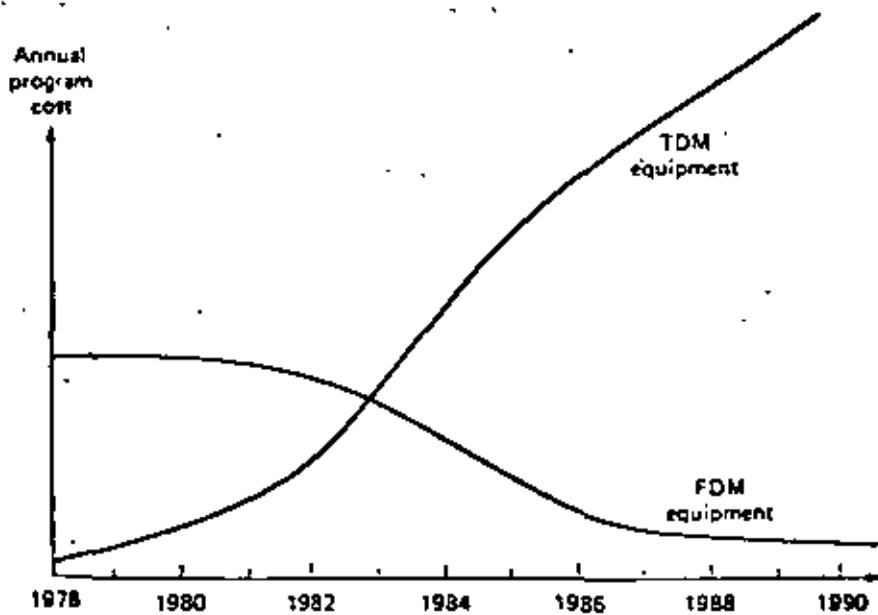


Fig 1.3. Comparison of FDM and TDM equipment growth.

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 estándar.

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 isotrópica<sup>1</sup> 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 (0 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).

$$A_r = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_r 4\pi d^2}{P_t} \dots\dots\dots 2.a.4.$$

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{4\pi d^2}{A_r} \dots\dots\dots 2.a.4.$$

La ecuación (2.a.4) nos representa la pérdida de la señal en el espacio libre.

Sustituyendo la antena isotropica 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:

$$\left( \frac{P_r}{P_t} \right)_{isot} = \frac{\frac{\lambda^2}{4 \pi}}{d^2} \frac{\frac{\lambda^2}{4 \pi}}{\lambda^2} = \frac{\frac{\lambda^4}{16 \pi}}{d^2 \lambda^2} = \frac{\lambda^2}{16 \pi^2 d^2} = \left( \frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \dots\dots\dots 2.a.9.$$

$$\left( \frac{P_t}{P_r} \right)_{db} = 20 \log \frac{4 \pi d}{\lambda} \dots\dots\dots 2.a.10$$

$$\alpha = 32.437 + 20 \log d + 20 \log f \dots\dots\dots 2.a.11$$

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 antenas isotrópicas, la relación de transmisión se transformará en:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{P_r}{P_t} \right)_{\text{isot}} G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \dots\dots\dots 2.a.12$$

La ganancia<sup>2</sup> de potencia aparente de una antena es --- igual a la relación del área efectiva de la antena al área -- efectiva de una antena isotropica:

$$G = \frac{A_{\text{ef}}}{A_{\text{isot}}} = \frac{4\pi A_{\text{ef}}}{\lambda^2}$$

Por definición, la ganancia de potencia de una antena isotropica 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 respecto 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 intensidad de campo en la dirección en que se desea determinar 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 atenuación 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 sistemas 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 presencia del agua puede ejercer ciertos efectos. La atenuación debida al agua líquida en forma de lluvia, es el resultado de-

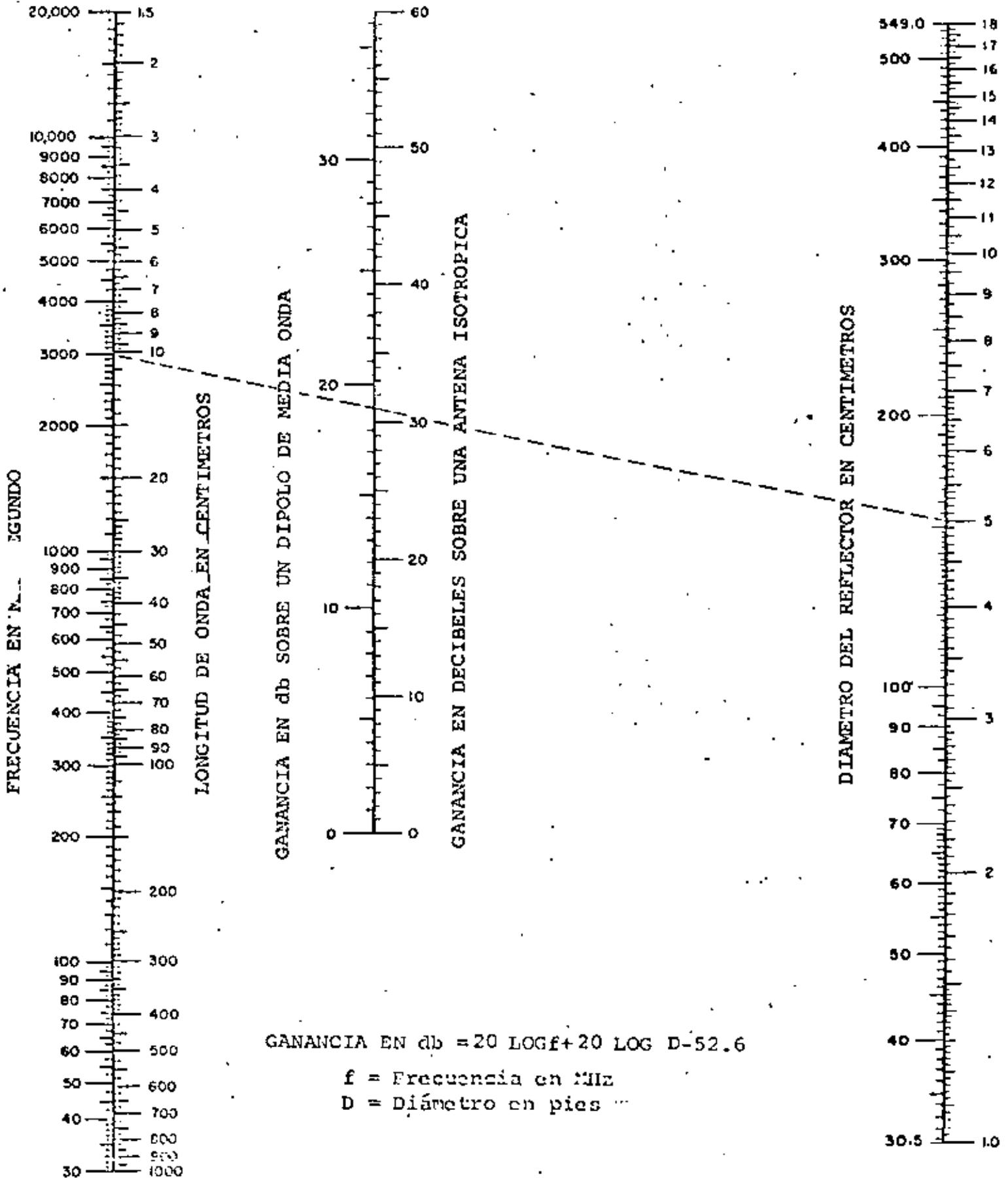
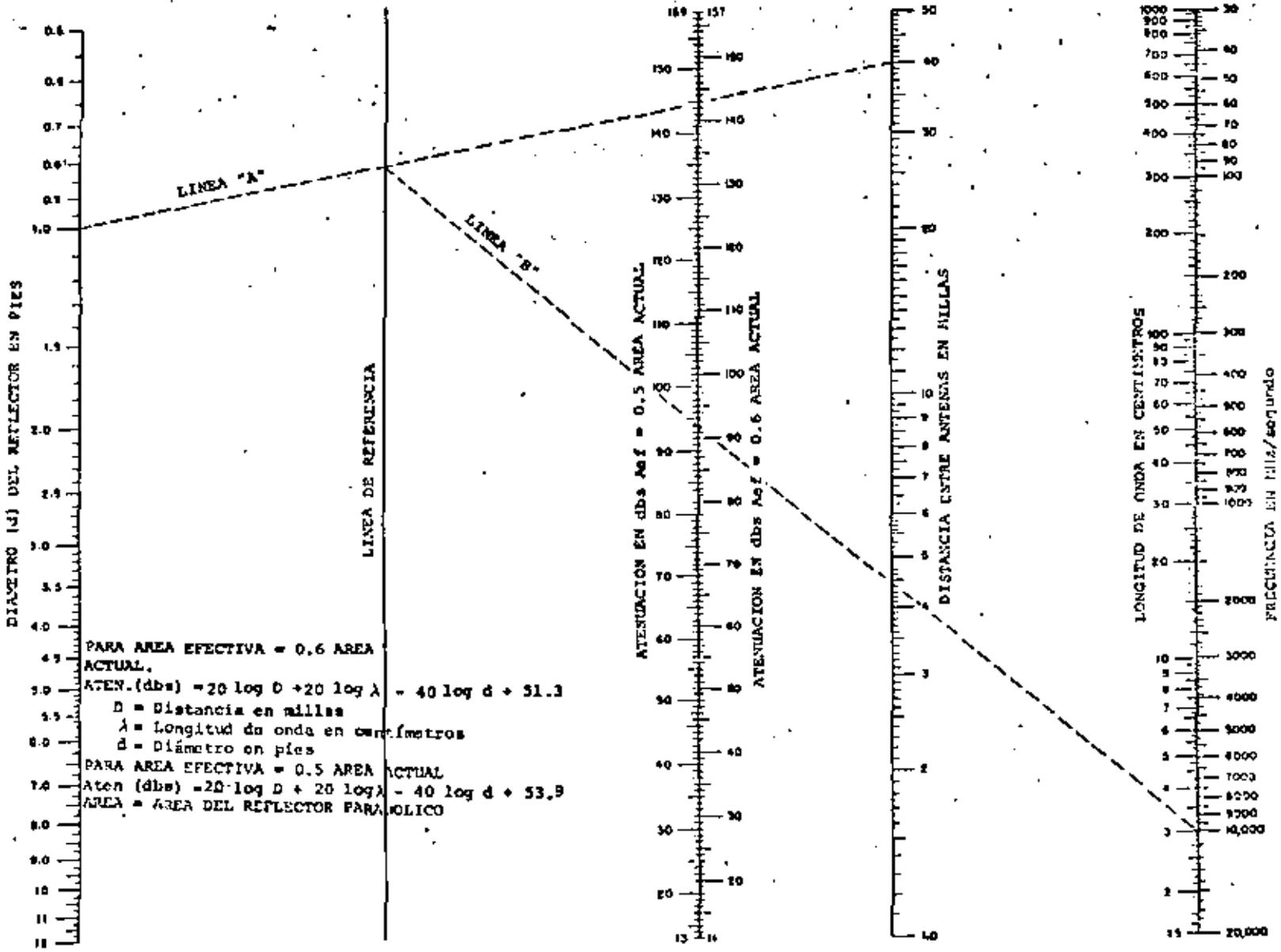


Diagrama 1. ganancia de una antena parabólica

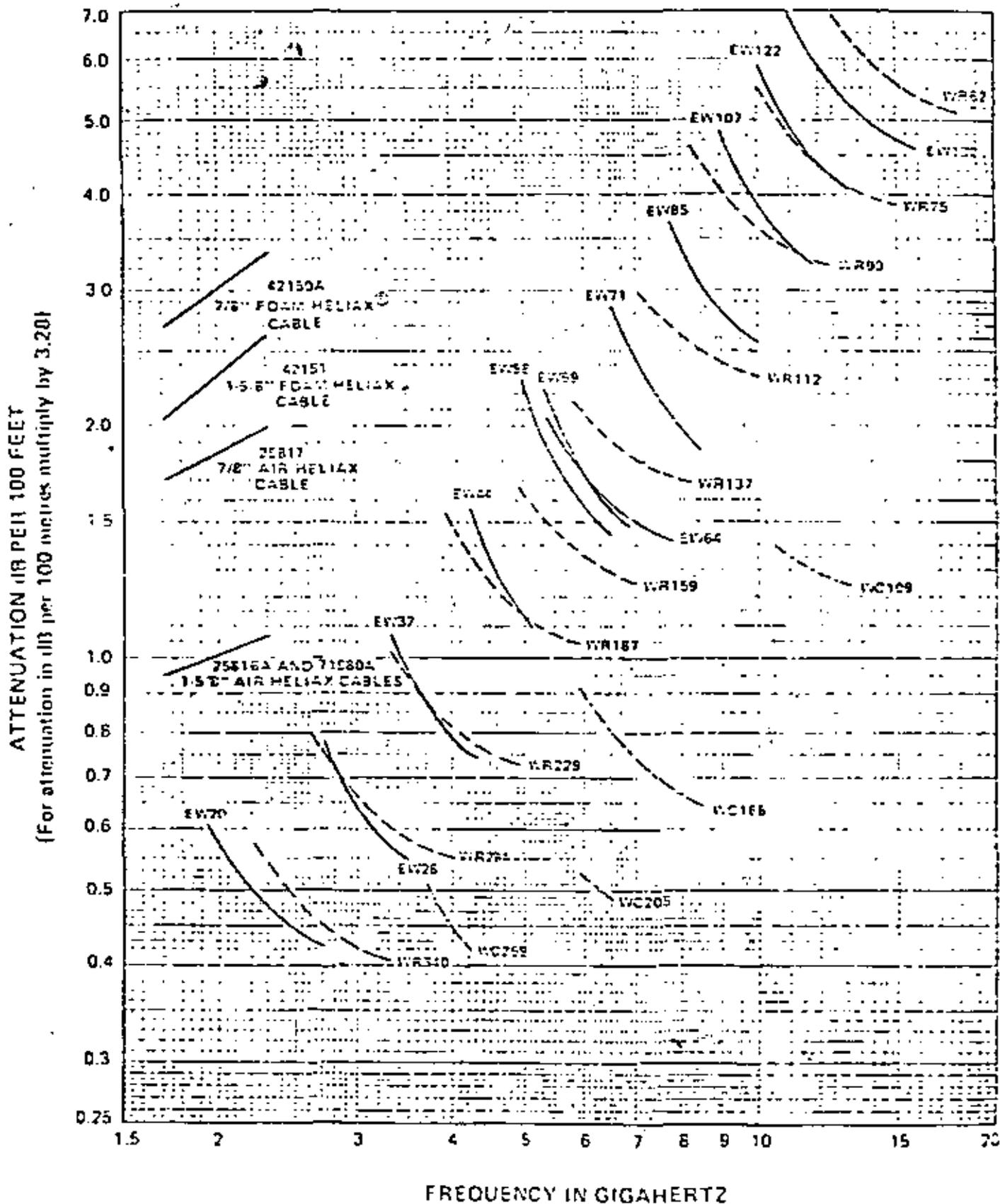


Nomograma 2. Atenuación de la trayectoria

## TRANSMISSION LINE ALTERNATIVES

<u>TRANSMISSION LINE</u>	<u>ADVANTAGES</u>	<u>DISADVANTAGES</u>
COAXIAL CABLE	EASILY INSTALLED INEXPENSIVE	RELATIVE HIGH LOSS LOW POWER CAPABILITY VSWR: 1.10 - 1.15
RECTANGULAR WAVEGUIDE	SINGLE DOMINANT MODE	VSWR: 1.02 - 1.05
CIRCULAR WAVEGUIDE	LEAST LOSS BROAD BAND DUAL POLARIZATION (30 DB ISOLATION)	MODAL CONVERSIONS LOWEST VSWR (1.01)
ELLIPTICAL WAVEGUIDE	FLEXIBLE LONG LENGTHS	EXPENSIVE VSWR: 1.07 - 1.15 (STD) 1.03 - 1.07 (PREM)

MICROWAVE WAVEGUIDE AND CABLE ATTENUATION



Attenuation curves based on:  
 VSWR 1.0  
 Ambient Temperature 21° C (75° F)

Attenuation curves are guaranteed within ± 5%,  
 except Types 42150A and 42151 within ± 10%.

## Ejemplo

13

Determina la atenuación por el siguiente enlace de Microondas:

Longitud de la trayectoria 50 Km.

Frecuencia de Transmisión 2100 MHz

Diámetro de la antena Par. 3.6 m  
bólica (Lugar A)

Diámetro de la antena Par. 3.6 m  
bólica (Lugar B)

Longitud de la línea de Transmisión (Lugar A) 130 m

Longitud de la línea de Transmisión (Lugar B) 100 m

Línea de Transmisión 1-5/8"  $\alpha = 3.9 \text{ dB} / 100 \text{ m}$

Pérdidas en derivadores y filtros 0.5 dB  
(Cada lugar)

Total de Perdas = Espaço livre + Linhas + Filtros e  
Reversores - Ganhos de Ruído

$$\begin{aligned} \alpha \text{ Espaço livre} &= 32.4 + 20 \log d + 20 \log f \\ &= 32.4 + 20 \log (50) + 20 \log (2100) \\ &= 132.8 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha \text{ Linhas} &= (3.4/100)(130 + 100) \\ &= 7.1 + 3.4 \\ &= 10.5 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha \text{ Filtros e Rev.} &= 0.5 + 0.5 \\ &= 1.0 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Ganhos de Ruído} &= 20 \log D + 20 \log f - 92.4 \\ &= 20 \log (3.6) + 20 \log (2100) - 92.2 \\ &= 35.5 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_g &= 132.8 + 10.5 + 1.0 - 2(35.5) \\ &= 70.6 \text{ dB} \end{aligned}$$

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:

$$L_{ov} = L_o + L_v = \int_0^{r_0} \gamma_o(r) dr + \int_0^{r_0} \gamma_w(r) dr \dots\dots\dots 2.a.16$$

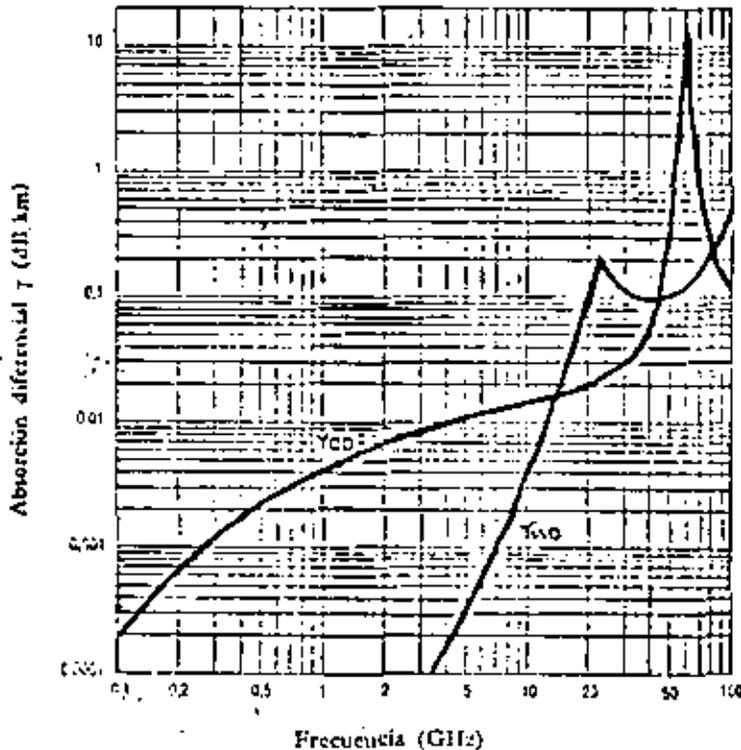
en donde  $L_o$  es la absorción de oxígeno  $L_v$  la absorción del vapor de agua y  $\gamma_o$  y  $\gamma_w$  son los coeficientes de absorción (en --- Db/Km) del oxígeno y del vapor de agua, respectivamente. Estos pueden expresarse como sigue:

$$L_{ov} = L_o + L_v = \gamma_{oo} r_{eo} + \gamma_{wo} r_{wo} \dots\dots\dots 2.9.17$$

donde  $\gamma_{oo}$  y  $\gamma_{wo}$  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  $\gamma_{oo}$  y

$\gamma_{\omega}$ , 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  $10 \text{ gm/m}^3$ .



Valores  $\gamma_{O_2}$  y  $\gamma_{H_2O}$  de la absorción por el oxígeno y el vapor de agua

Presión: 750 mm Hg

Temperatura: 20° C

Densidad del vapor de agua:  $10 \text{ g/m}^3 \approx 7,6 \text{ g/kg}$

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-

via,  $R$ , 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  $r$ , 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.

$$L_r = \int_0^r \gamma_r(r) dr \quad (\text{db}) \quad \dots\dots\dots 2.a.18$$

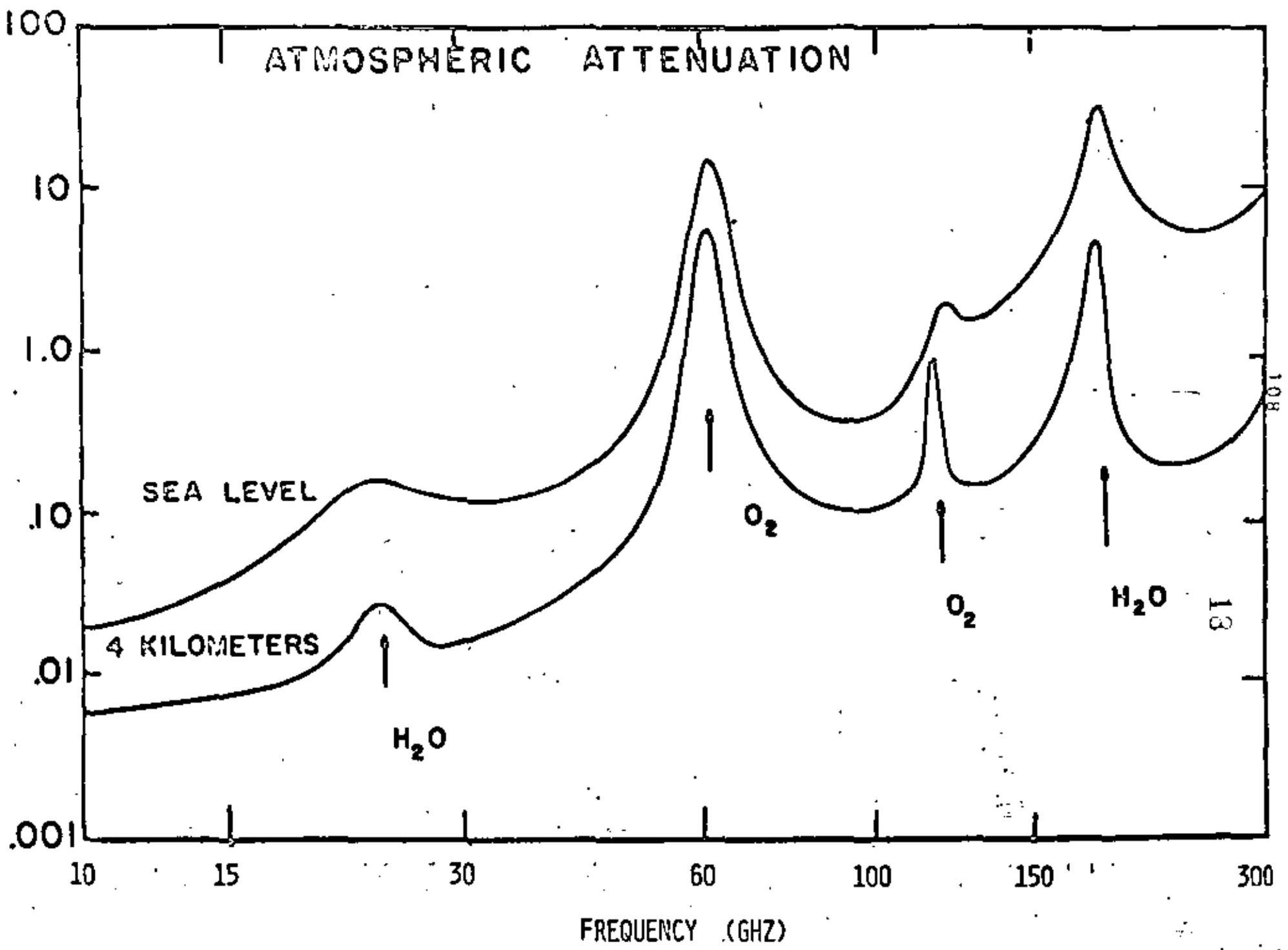
Para determinar la absorción originada por la lluvia en función de la frecuencia y de la intensidad de la lluvia, se han realizado varios estudios teóricos con distribuciones patrón de las dimensiones de las gotas. Se ha comprobado que los resultados de estos estudios se ajustan aproximadamente a la siguiente fórmula empírica:

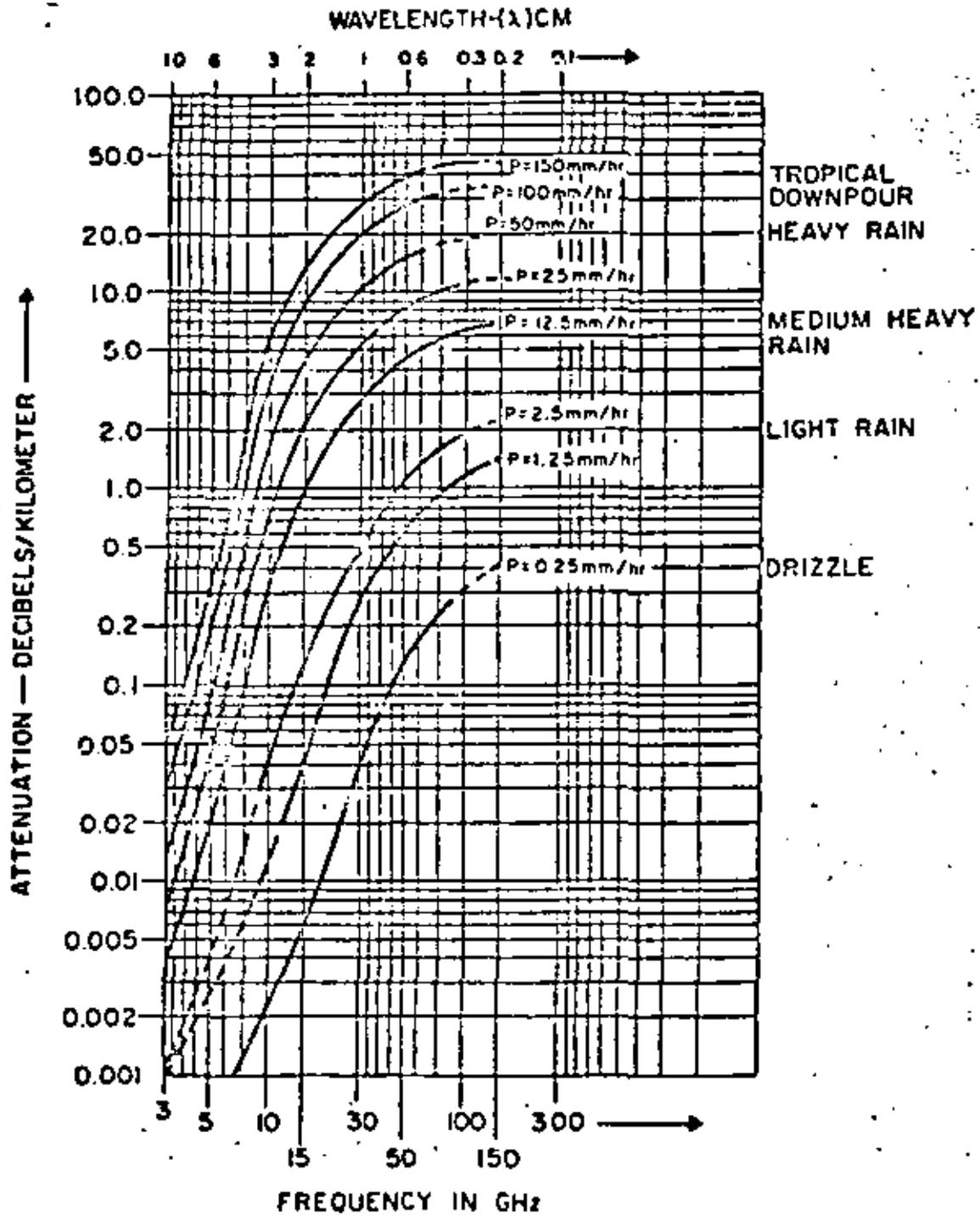
$$\gamma_r = KR^\alpha \quad \dots\dots\dots 2.a.19$$

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  $\alpha$ . Estas

# ATMOSPHERIC ATTENUATION

ATTENUATION (dB/KM)





Rainfall Attenuation Versus Frequency for Various Precipitation Rates

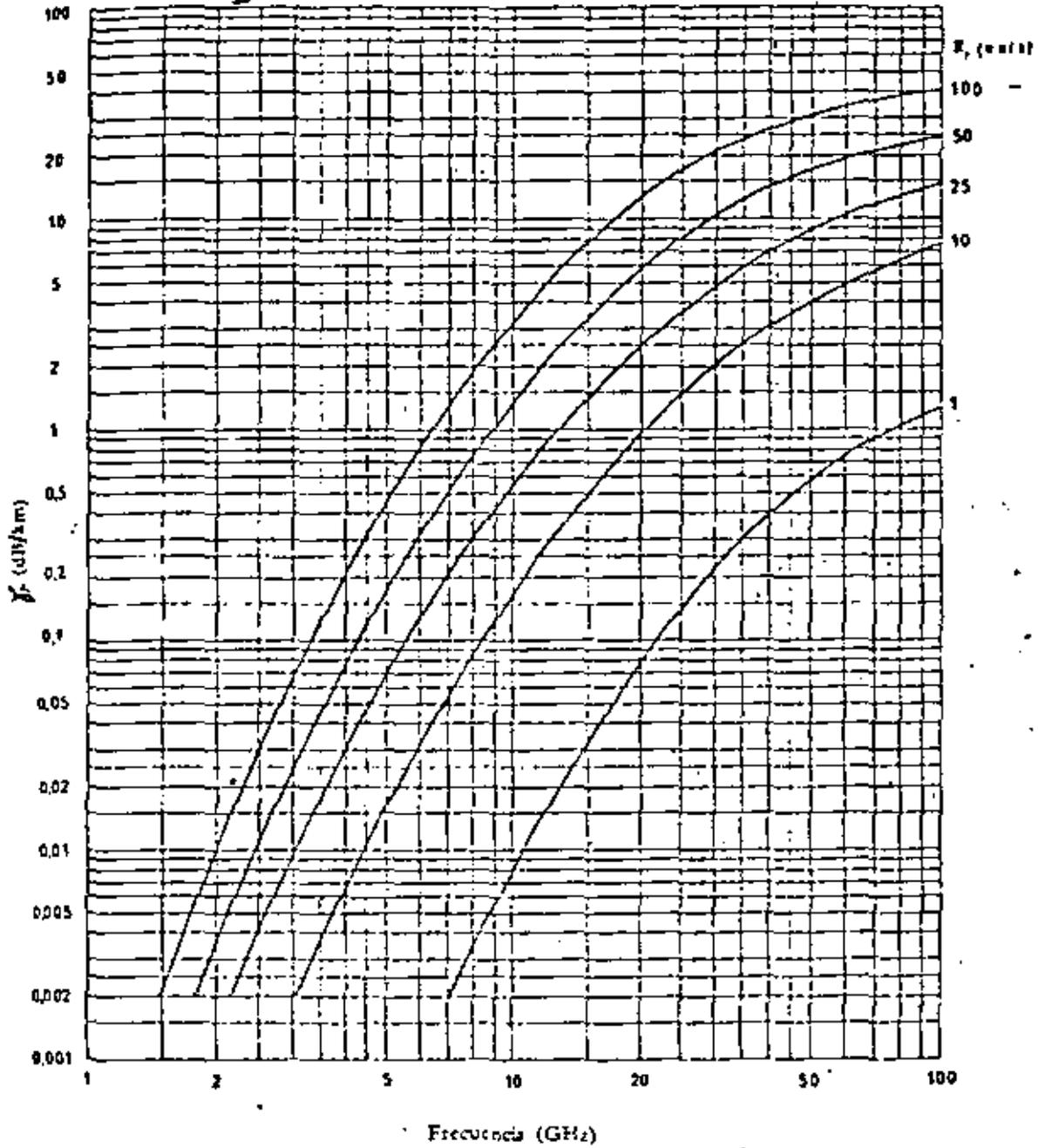


FIG. 2. a. 2.

Variación de  $\gamma_r$  con la frecuencia

## MISSE-FIMBEL RAIN ATTENUATION MODEL

SPECIFIC ATTENUATION:

$$\gamma = a R_{\text{mm/hr}}^b \quad (\text{dB/km})$$

WHERE,

$$a = 1.47 - 0.09 f_{\text{GHz}}^{0.5}$$

$$b = -0.001 + (5.1 \times 10^{-5}) f_{\text{GHz}}^{2.97}$$

PATH ATTENUATION:

$$A = a [L R^b + (L_m - L) R_i^b]$$

WHERE,

$$R_i = 10 [1 - \exp\{-0.0105 R\}]$$

$$d(R) = 2.2 (R/100)^{0.4}$$

$$L_m = \min\{d_r, 33\}$$

Curvas son aplicables a una temperatura de 18°C pero mediante el empleo de un factor de corrección tambien se pueden aplicar a otras temperaturas.

## 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.

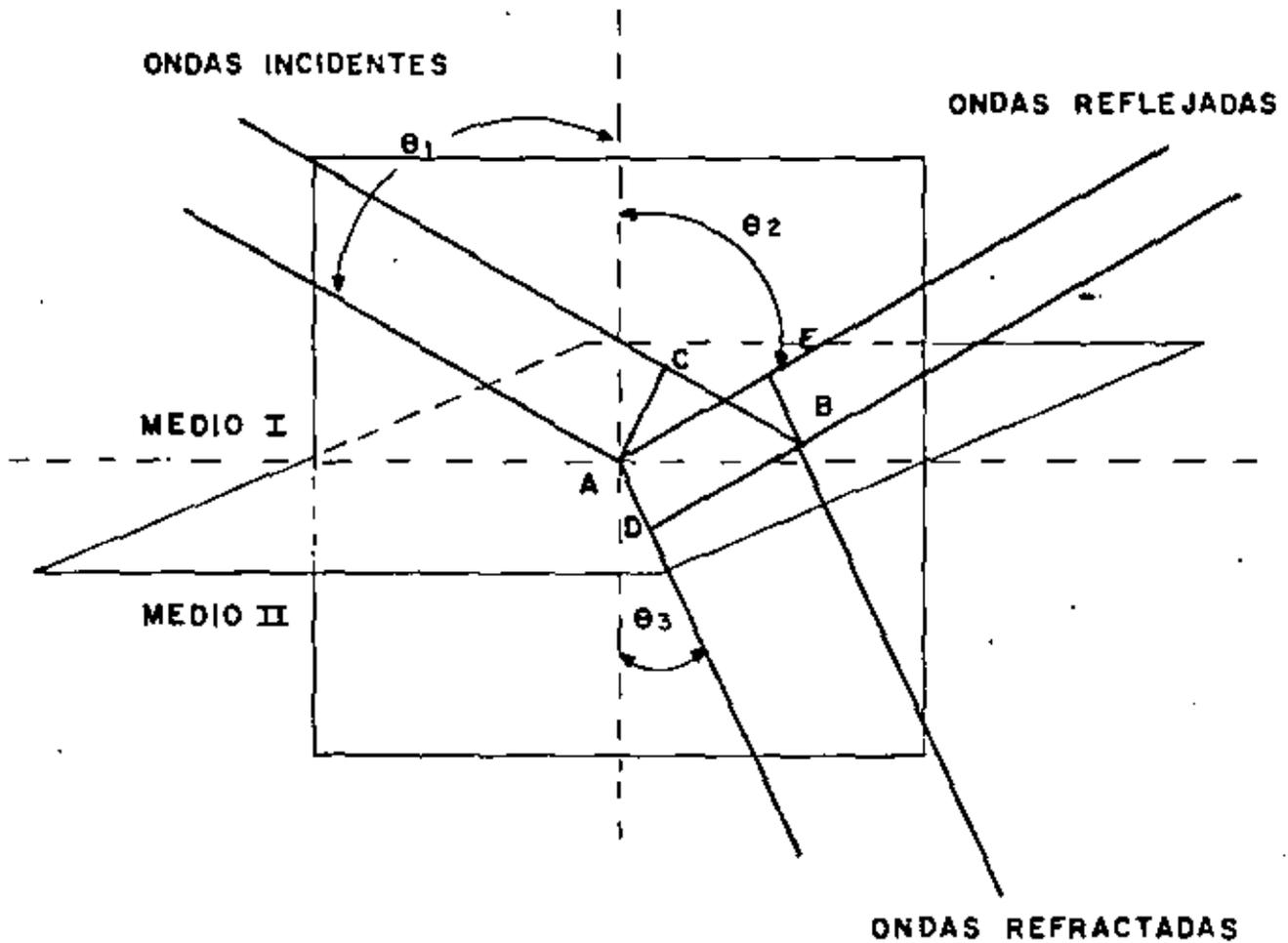


Figura 2.b.2

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 E. 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:

$$CB = AB \text{ Sen } \theta_1$$

$$AD = AB \text{ Sen } \theta_3$$

por lo que:

$$\frac{\text{Sen } \theta_1}{\text{Sen } \theta_3} = \frac{V_1}{V_2}$$

En terminos de las constantes del medio,  $V_1$  y  $V_2$  están dadas por:

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

$$V_2 = \frac{1}{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

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:

$$n_1 = \frac{c}{v_1} \qquad n_2 = \frac{c}{v_2}$$

en donde:  $c$  = velocidad de la luz =  $3 \times 10^8$  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:

$$\frac{\text{Sen } \theta_1}{\text{Sen } \theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

$$n_1 \text{ Sen } \theta_1 = n_2 \text{ Sen } \theta_2 \qquad 2.b.13$$

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, propagandose en forma curva se muestra en la figura 2.b.3

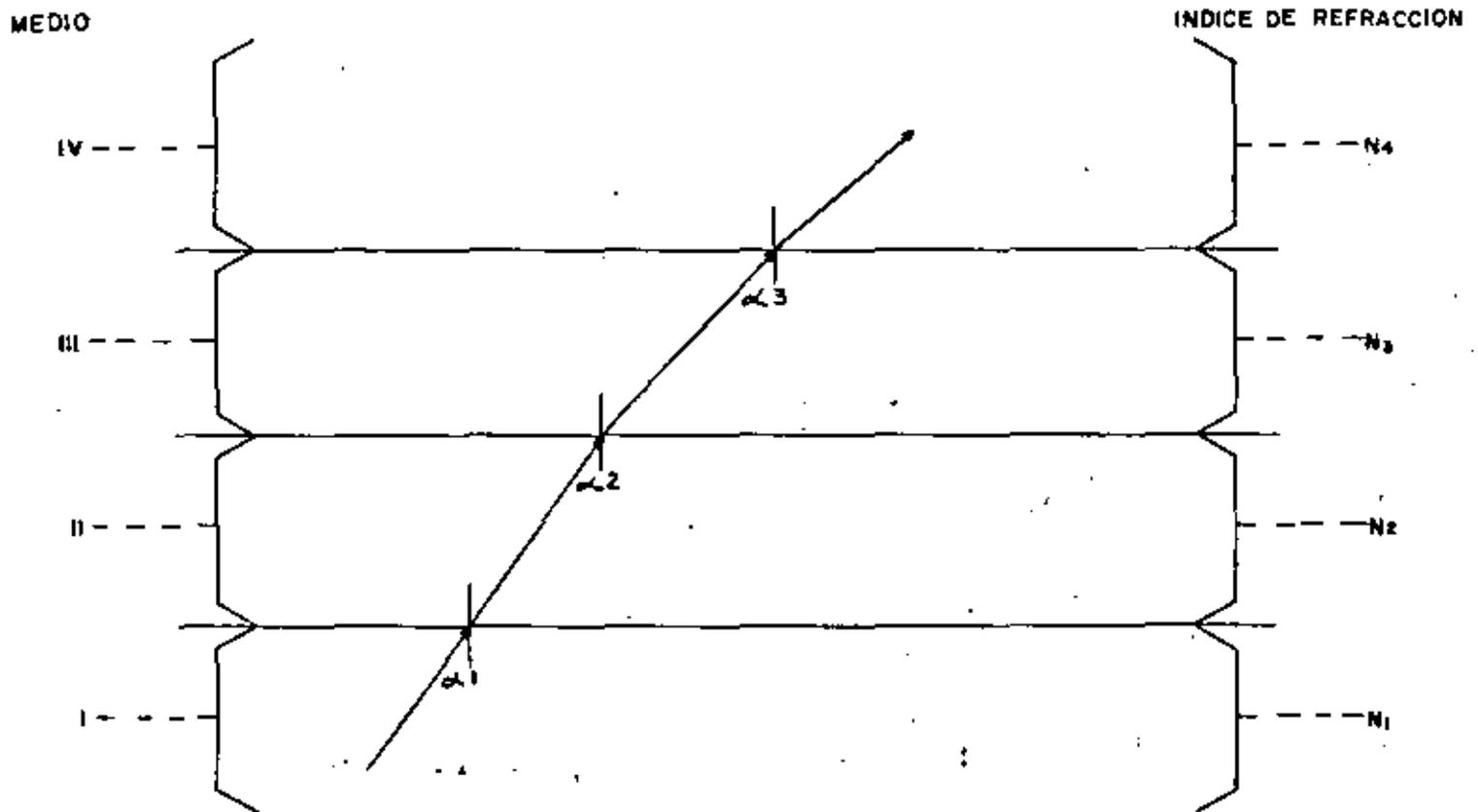


Figura 2.b.3

## 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 curva descendente.

Aplicando la Ley de Senll a una atmósfera formada por ca  
pas 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 éstas ecuaciones utilizaremos el triang  
gulo O p<sub>0</sub> p<sub>1</sub> mostrado en la figura 2.b.4

De la Ley de los senos:

$$\frac{\text{Sen } (\pi - \alpha_1')}{R_t + h} = \frac{\text{Sen } \alpha_1}{R_t} \quad 2.b.16$$

pero el  $\text{sen } (\pi - \alpha_1') = \text{Sen } (\alpha_1')$ , de manera que la ecuación ---  
(2.b.16) se convierta en:

$$\frac{\text{Sen } \alpha_1'}{R_t + h} = \frac{\text{Sen } \alpha_1}{R_t}$$

$$R_t \text{ Sen } \alpha_1' = (R_t + h) \text{ Sen } \alpha_1 \quad 2.b.17$$

Ahora multiplicando a las ecuaciones 2.b.14 y 2.b.15 por  
R<sub>t</sub> y R<sub>t</sub>+h respectivamente, tendremos que:

$$R_t n_0 \text{ Sen } \alpha_0 = R_t n_1 \text{ Sen } \alpha_1' \quad 2.b.18$$

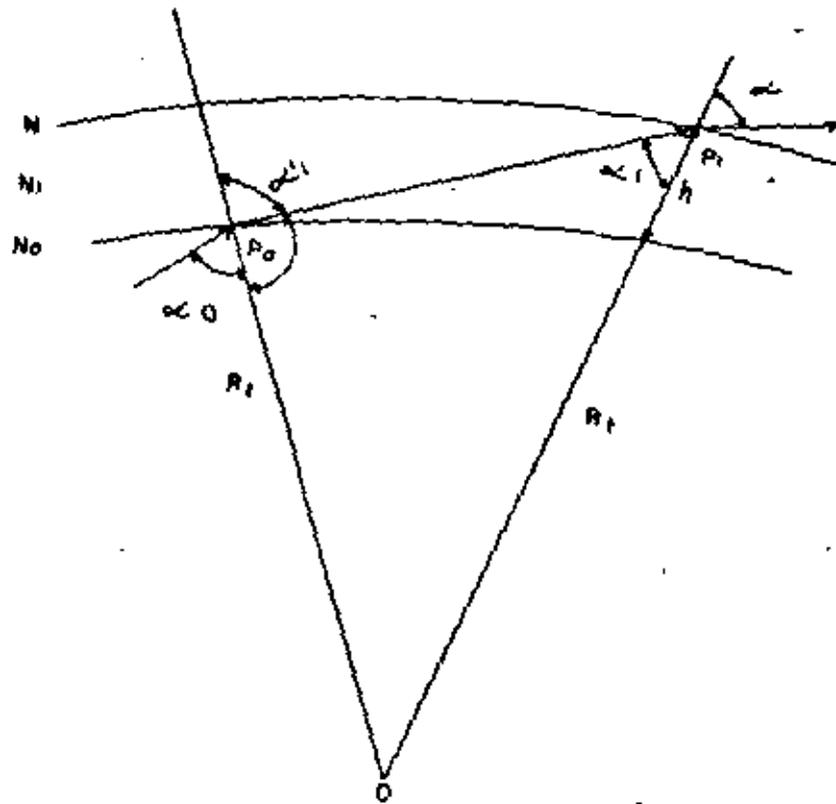


Fig- 2.b.4

$$(R_t + h) n_1 \text{ Sen } \alpha_1 = (R_t + h) n \text{ Sen } \alpha \quad 2.b.19$$

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 ésta expresión con la Ley de Snell, aplicada a medios formados por capas planas, donde:

$$n_0 \sin \alpha_0 = n \sin \alpha$$

podemos observar que en la fórmula de 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

$$N = n \left( 1 + \frac{h}{R_t} \right)$$

En experimentos llevados a cabo, se ha llegado a la conclusión de que el índice de refracción en la atmósfera depende de la presión, temperatura y humedad y esta dado aproximadamente por la siguiente fórmula empírica:

$$(n - 1) 10^6 = \frac{a}{T} \left( P + \frac{be}{T} \right)$$

donde

- n es el índice de refracción
- T temperatura en grados Kelvin
- P presión total en milibarios
- a 79°K/mb
- b 4800°K
- e presión de vapor de agua

$$T = 288 - 6.5z$$

$$P = 1013 (1 - 0.02257z)^{5.2561}$$

$$\text{De } N = n \left( 1 + \frac{h}{R_t} \right) \quad (1)$$

El índice  $n$  varia en forma lineal, por lo cual se puede decir que:

$$n = n_0 + \left( \frac{dn}{dh} \right) h \quad (2)$$

$$\text{donde } \frac{dn}{dh} = -3.66 \times 10^{-8} \text{ /m}$$

Así que

$$N = n_0 + \frac{dn}{dh} h + \frac{hn_0}{R_t} + \frac{h^2}{R_t} \left( \frac{dn}{dh} \right)$$

puesto que  $\frac{h^2}{R_t} \left( \frac{dn}{dh} \right)$  es despreciable tendremos que

$$N = n_0 + n_0 h \left( \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_t} \right) \quad (3)$$

"LOS EFECTOS DE LA ATMOSFERA TIENDEN A DOBLAR EL RAYO ELECTRO-MAGNETICO LO CUAL COMPLICA EL ANALISIS DE RADIO PROPAGACION EN LA ATMOSFERA. ESTE EFECTO ES USUALMENTE TOMADO EN CUANTA AL MODIFICAR EL RADIO DE LA TIERRA TAL QUE SE TOME EL RAYO COMO SI SE PROPAGARA EN LINEA RECTA, ASI QUE LA RELATIVA CURVATURA ENTRE LA TRAYECTORIA DE LA ONDA Y LA SUPERFICIE TERRESTRE SE MANTIENE EN EL PROCESO DE MODIFICACION"

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.

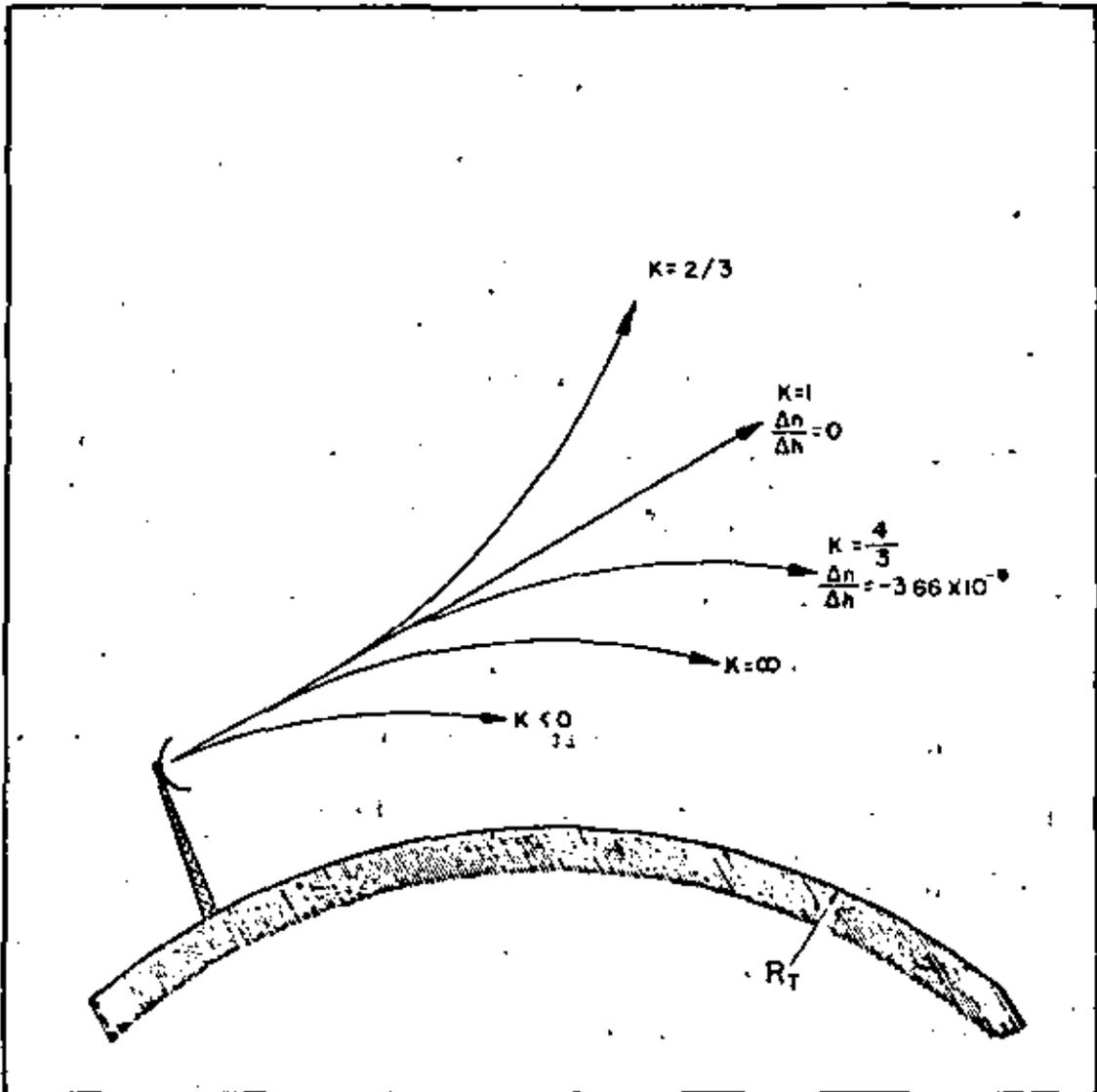


FIGURA 2.b.1

PROPAGACION DE UN HAZ DE MICROONDAS  
BAJO DIFERENTES CONDICIONES ATMOSFERICAS

2.c. CURVATURA DE LA TIERRA.

CONSTRUCCIÓN MATEMATICA

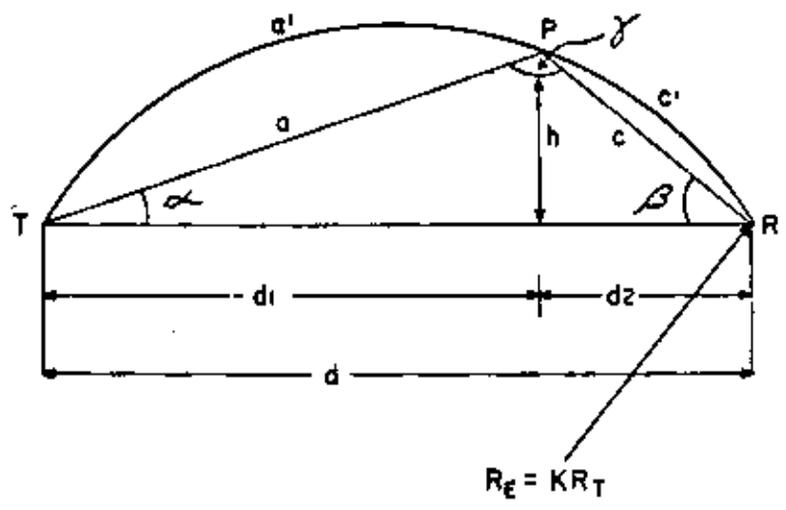


FIG. 2. c. 1.

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:

$$a \approx a' \approx d_1 \quad \text{y} \quad c \approx c' \approx d_2$$

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:

$$h = 0.0785 d_1 d_2 / K \quad \text{mts.} \dots\dots\dots 2.c.6$$

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 debi - do a la sombra del obstáculo y también debido a la interferen - cia entre la onda directa del transmisor y la onda reflejada - del obstáculo como se muestra en la Fig. 2.d.1.

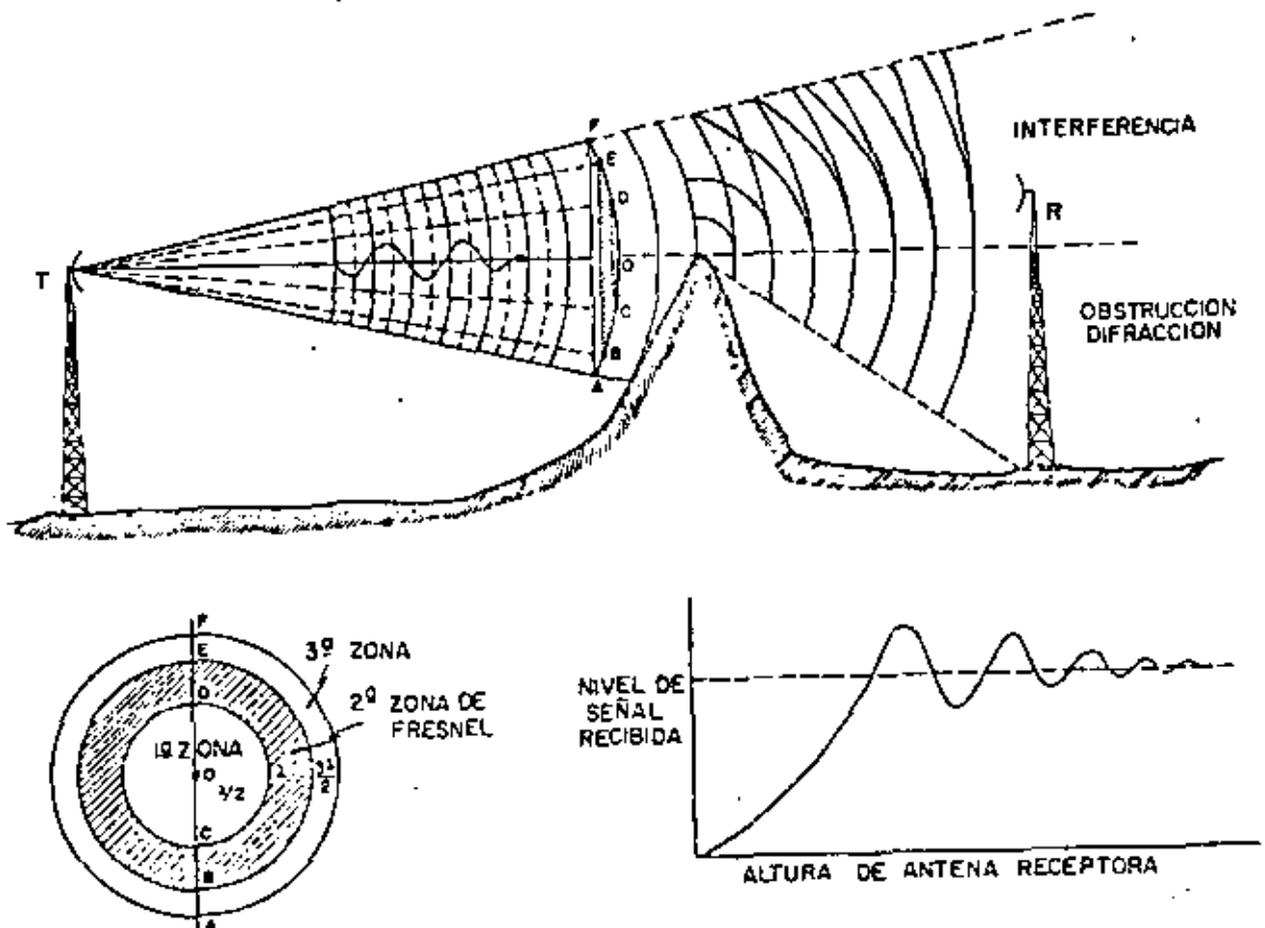
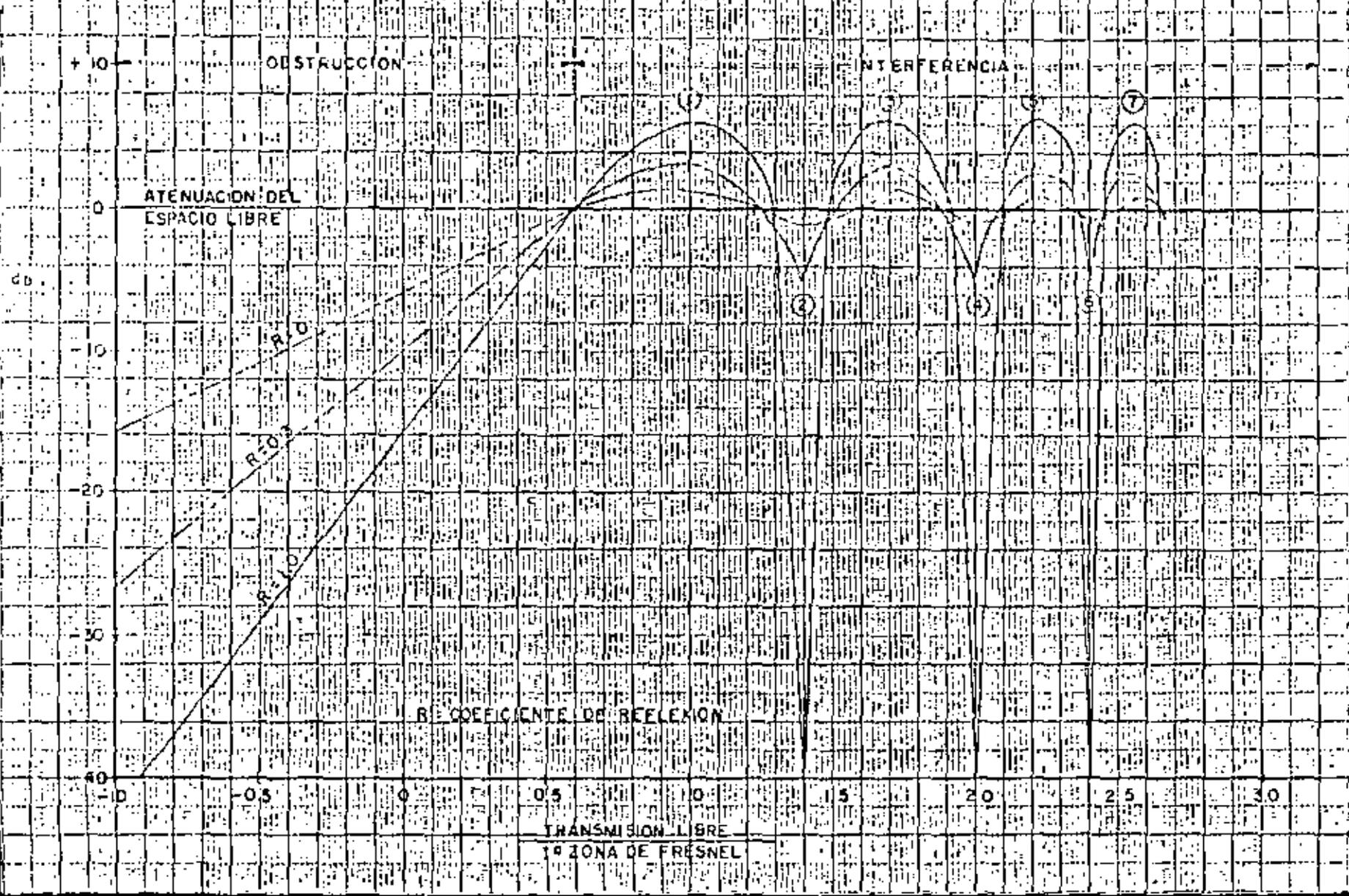


Fig. 2.d.1.

FIGURA 2-d-2

ZONAS DE FRESNEL

ATENUACION CONTRA TRANSMISION LIBRE



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  $180^\circ$  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.

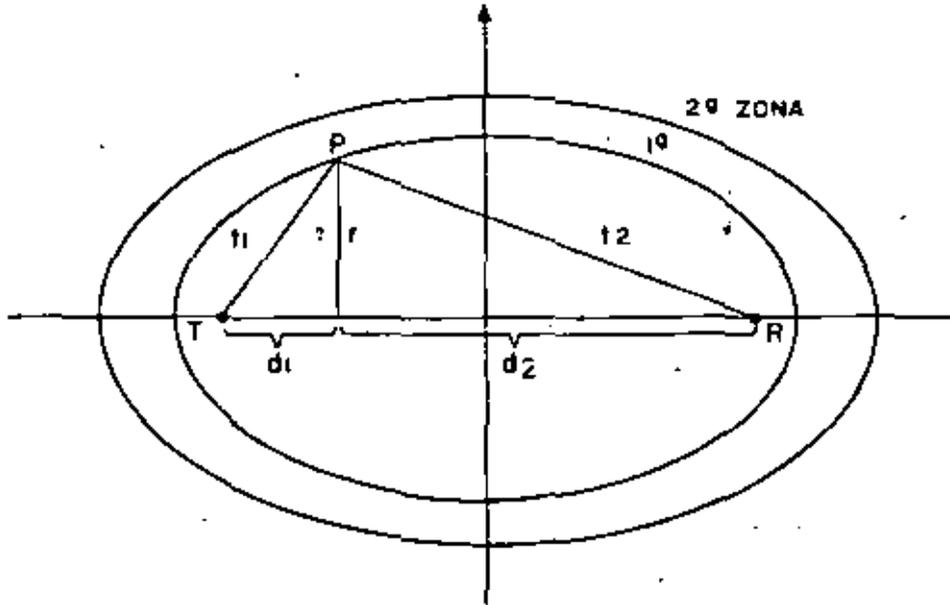


FIG. 2. d. 3.

Para cualquier zona, la diferencia entre la trayectoria de la onda TR y la reflejada TPR debe ser  $n \lambda/2$ .

$$t_1 + t_2 - (d_1 + d_2) = n \frac{\lambda}{2} \quad \dots\dots\dots 2.d.1$$

Empleando el teorema de Pitágoras:

$$t_1 = \sqrt{d_1^2 + r^2} = d_1 \left( 1 + \frac{r^2}{d_1^2} \right)^{1/2} \quad \dots\dots\dots 2.d.2.$$

$$t_2 = \sqrt{d_2^2 + r^2} = d_2 \left( 1 + \frac{r^2}{d_2^2} \right)^{1/2}$$

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  $180^\circ$  ( $\lambda/2$ ) 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 --

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)

$$t_1 + t_2 - (d_1 + d_2) = d_1 \left( 1 + \frac{r^2}{2d_1^2} \right) + d_2 \left( 1 + \frac{r^2}{2d_2^2} \right) - d_1 - d_2$$

$$= \frac{n\lambda}{2} \quad \therefore \quad \frac{n\lambda}{2} = \frac{r^2}{2} \left( \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)$$

La fórmula general para el radio de cualquier zona de Fresnel a cualquier  $d_1$  del transmisor ó  $d_2$  del receptor es:

$$r_n = \sqrt{\frac{n \lambda d_1 d_2}{(d_1 + d_2)^2}} \quad \text{para } n = 1, 2, 3, 4, \dots \dots \dots 2.d.6.$$

## 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  $\epsilon$ , la conductividad de la tierra  $\sigma$  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 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  $\theta$ .

El índice de reflexión es un número complejo que expresa la relación entre la onda incidente y la reflejada, es decir:

$$R = A e^{j\phi} \dots \dots \dots 2.e.1.$$

Donde  $A$  es el factor que determina la atenuación y  $\phi$  el

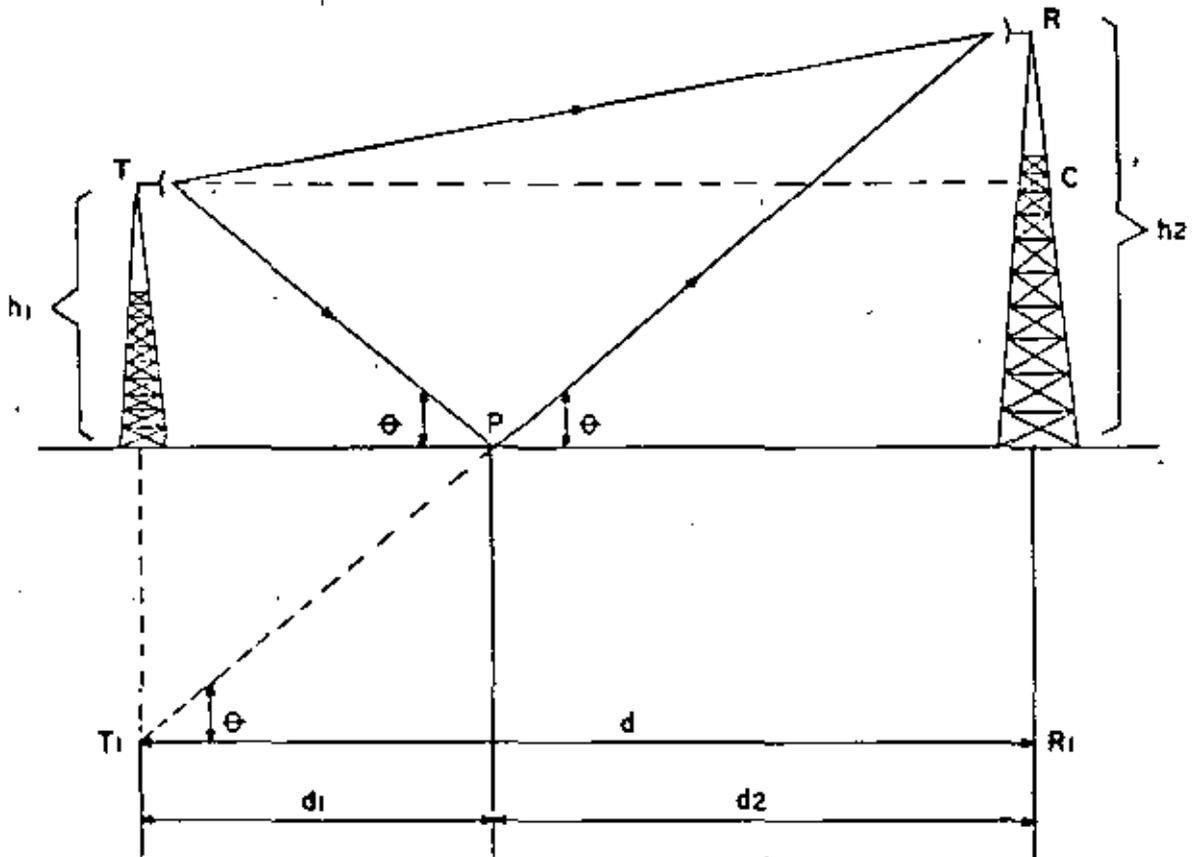


FIG. 2.e.1

$$\Delta = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 + h_1}{d}\right)^2} - d \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 - h_1}{d}\right)^2} \quad 2.e.9$$

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  $\Delta$ , que depende de las alturas de las antenas y de variaciones de K.
- c).- Un defasamiento  $\phi$  debido a las reflexiones, que depende del ángulo de incidencia  $\theta$ , de la polarización y de las características del terreno ( $\epsilon, \sigma$ ).

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

factor que determina el cambio de fase de la onda al reflejarse. De la figura se ve que T P R es igual a T<sub>1</sub> P R, es decir - que la diferencia  $\Delta$  entre la trayectoria directa y la reflejada debe ser:

$$\Delta = (T P + P R) - T R \quad \dots\dots\dots 2.e.2$$

De la figura se ve que:

$$T P = \frac{d_1}{\cos \theta} \quad \dots\dots\dots 2.e.3$$

$$P R = \frac{d_2}{\cos \theta} \quad \dots\dots\dots 2.e.4.$$

Es decir que:

$$T P + P R = \frac{d_1 + d_2}{\cos \theta} = \frac{d}{\cos \theta} = d \sqrt{1 + \tan^2 \theta} \quad \dots\dots\dots 2.e.5$$

para conocer  $\tan \theta$  se determina que:

$$\tan \theta = \frac{R R_1}{T R_1} = \frac{h_1 + h_2}{d} \quad \dots\dots\dots 2.e.6$$

La ecuación (2.e.5) se convierte en:

$$T P + P R = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2} \quad \dots\dots\dots 2.e.7$$

La distancia T R se determina empleando el Teorema de Pitágoras en el triángulo T C R:

$$T R = \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 - h_1}{d}\right)^2} \quad \dots\dots\dots 2.e.8$$

Combinando las ecuaciones (2.e.2.), (2.e.7) y (2.e.8):

puede expresarse en grados:

53

$$\Delta = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{2 h_1 h_2}{d} = -\frac{4\pi h_1 h_2}{d \lambda} \dots\dots\dots 2.e.11$$

Y el defasamiento total será:

$$\alpha = \vartheta - \frac{4\pi h_1 h_2}{d \lambda} \dots\dots\dots 2.e.12$$

El coeficiente de reflexión para polarización horizontal es:

$$R_H = Ae^{j\vartheta} = \frac{\sin \theta - \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}} \dots\dots\dots 2.e.13$$

Y para polarización vertical:

$$R_V = Ae^{j\vartheta} = \frac{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) \sin \theta - \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}}{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) \sin \theta + \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \left(1 - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon}\right) - \cos^2 \theta}} \dots\dots\dots 2.e.14$$

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  $90^\circ$ , no existe diferencia entre la polarización vertical y la horizontal. Sin embargo, el defasamiento de la onda reflejada  $\vartheta$  difiere casi  $180^\circ$  entre ambas polarizaciones, según se ve en la figura 2.e.3.

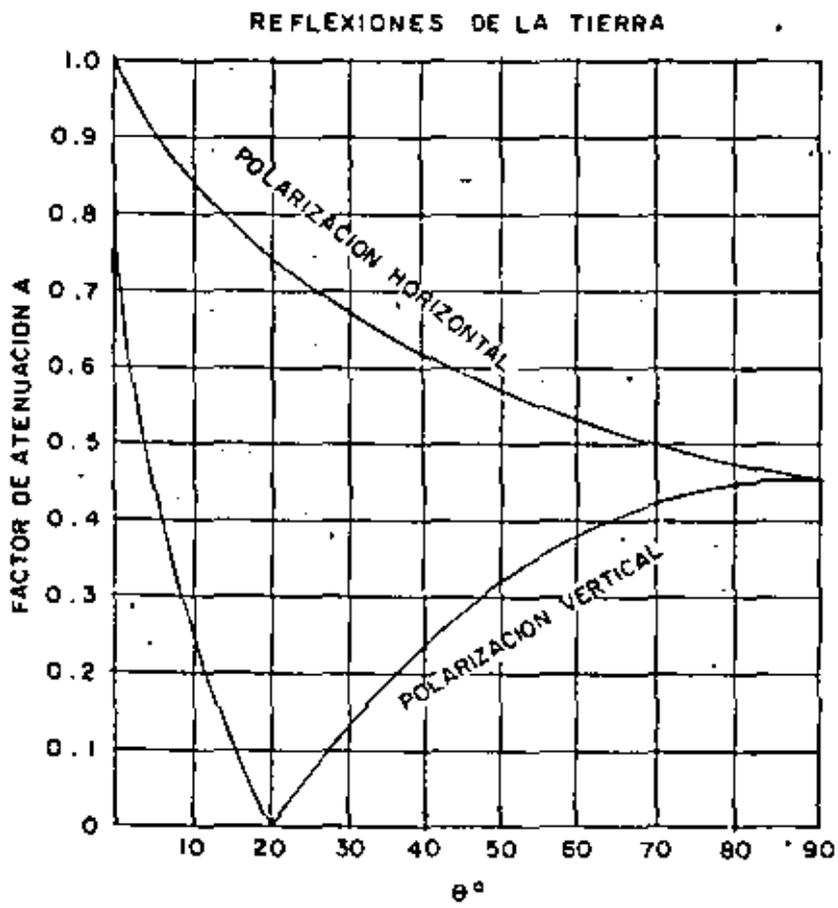


FIG. 2.e.2

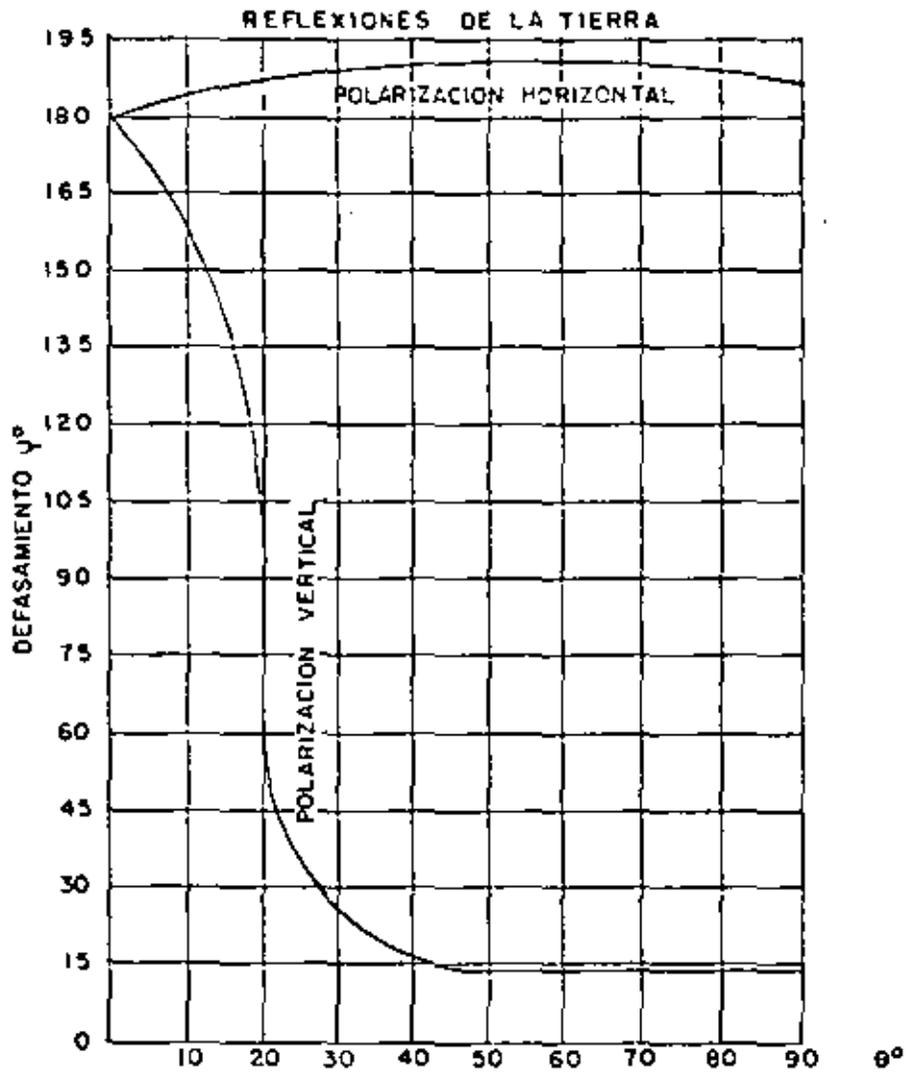


FIG. 2.e.3.

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:

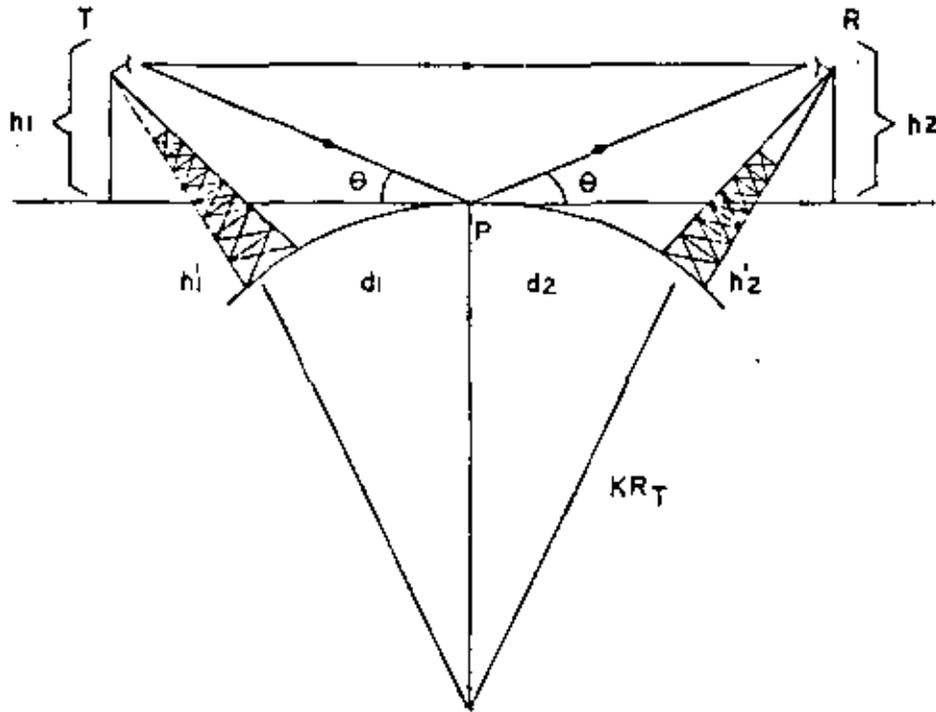


FIG. 2. c. 4.

$$h_1 = h_1' - \frac{d_1^2}{2KR_t} \dots\dots\dots 12.e.16$$

$$h_2 = h_2' - \frac{d_2^2}{2KR_t} \dots\dots\dots 12.e.17$$

$$d = d_1 \left( \frac{h_1 + h_2}{h_1} \right) = d_2 \left( \frac{h_1 + h_2}{h_2} \right) \dots\dots 12.e.18$$

$$D = 1 + \frac{2 d_1 d_2}{KR_t d \tan \theta} \quad 1/2 \quad \dots\dots\dots 12.e.19$$

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  $R = A D e^{j\sigma}$ .

## 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-

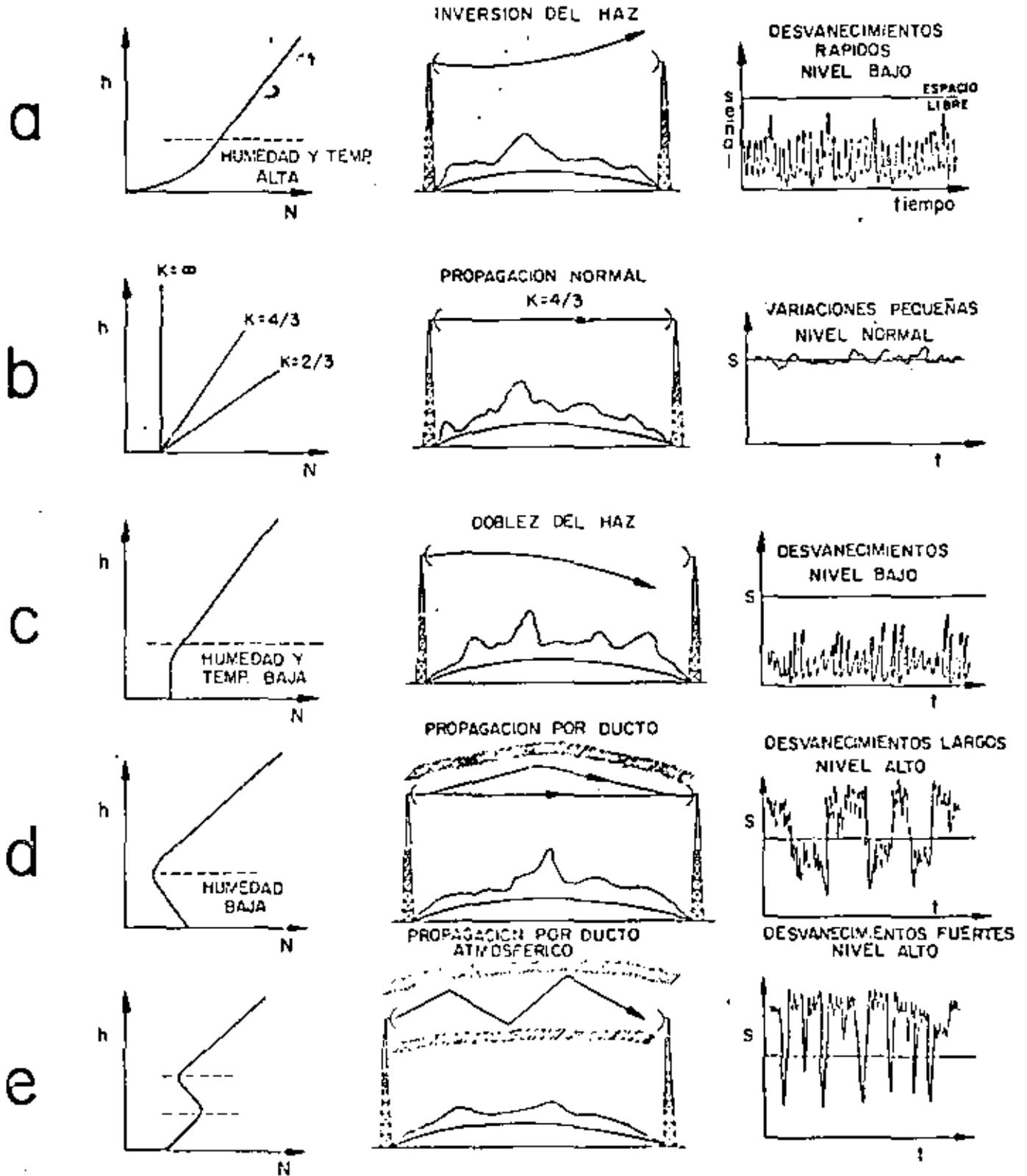


FIG. 2.f.1  
DESVANECIMIENTOS

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.

VARIACIONES DE LA ATMOSFERA

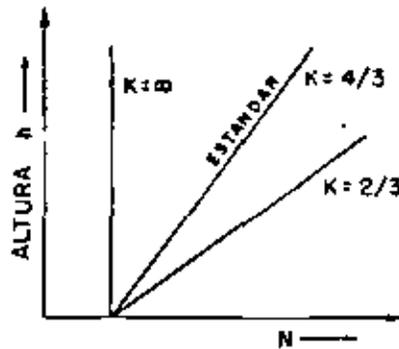


FIG. 2.f.2.

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 esto 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 Rayleigh<sup>1</sup> 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.

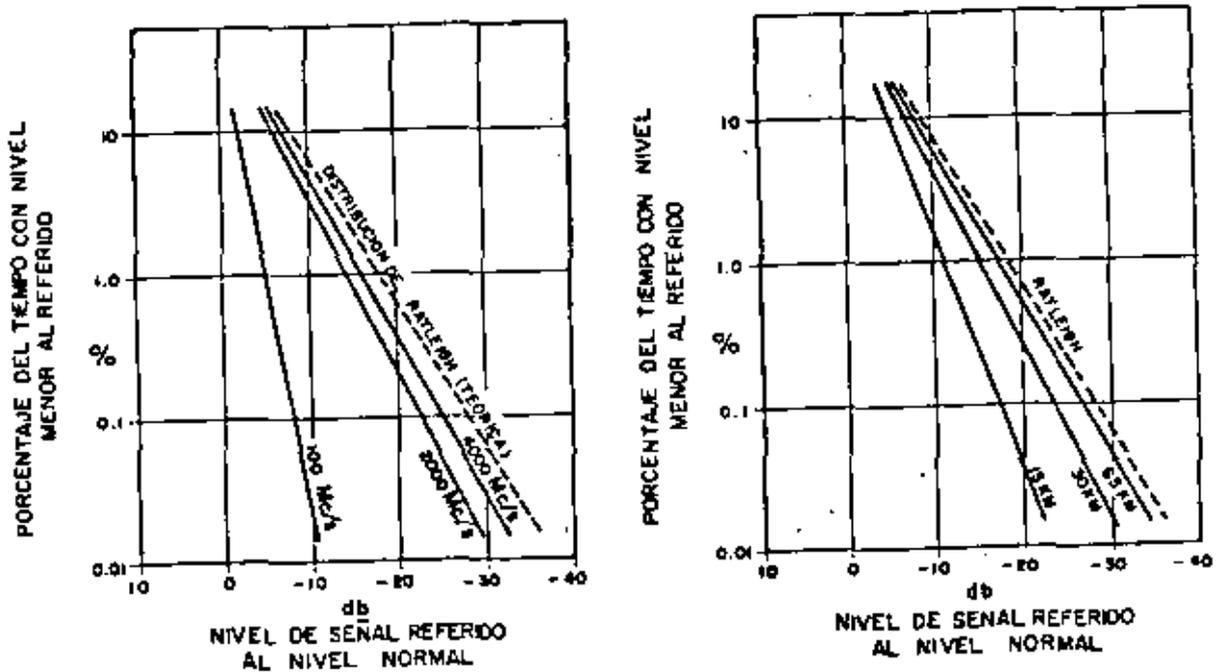


FIG. 2.f.3.

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  $V_s$  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

$$P (V_s \leq v) = e \times p\left(-\frac{v^2}{k^2}\right) \dots\dots\dots 2.f.4$$

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  $P_R$

$$W(P_R \geq P) = e^{-P/P_0}, \quad P_0 = \langle v^2 \rangle = K^2$$

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.

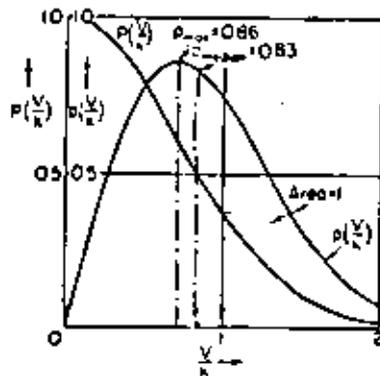


FIG. 2.f.4

Densidad de Probabilidad de Rayleigh y función de distribución acumulada

## 2.g. 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 diferentes en la atmósfera. Este hecho tiene cierto significado porque permite ciertos arreglos en el sistema para mitigar estos desvanecimientos. La evidencia es de que en buenas trayectorias ópticas, el desvanecimiento por interferencias es controlable. Los desvanecimientos debidos a interferencias son generalmente 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 mañana. 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 registrado 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 utilizados como una base para diseñar márgenes en el equipo para manejar 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 separadas 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 rapidezces 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 estadística para el mes más desfavorable (generalmente un mes de verano). Esto parece ser una aproximación conservadora a la variación 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 saltos están simultáneamente en el mes más desfavorable o en desvanecimiento tipo Rayleigh durante cualquier mes. El resto de los saltos probablemente están experimentando un desvanecimiento 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.

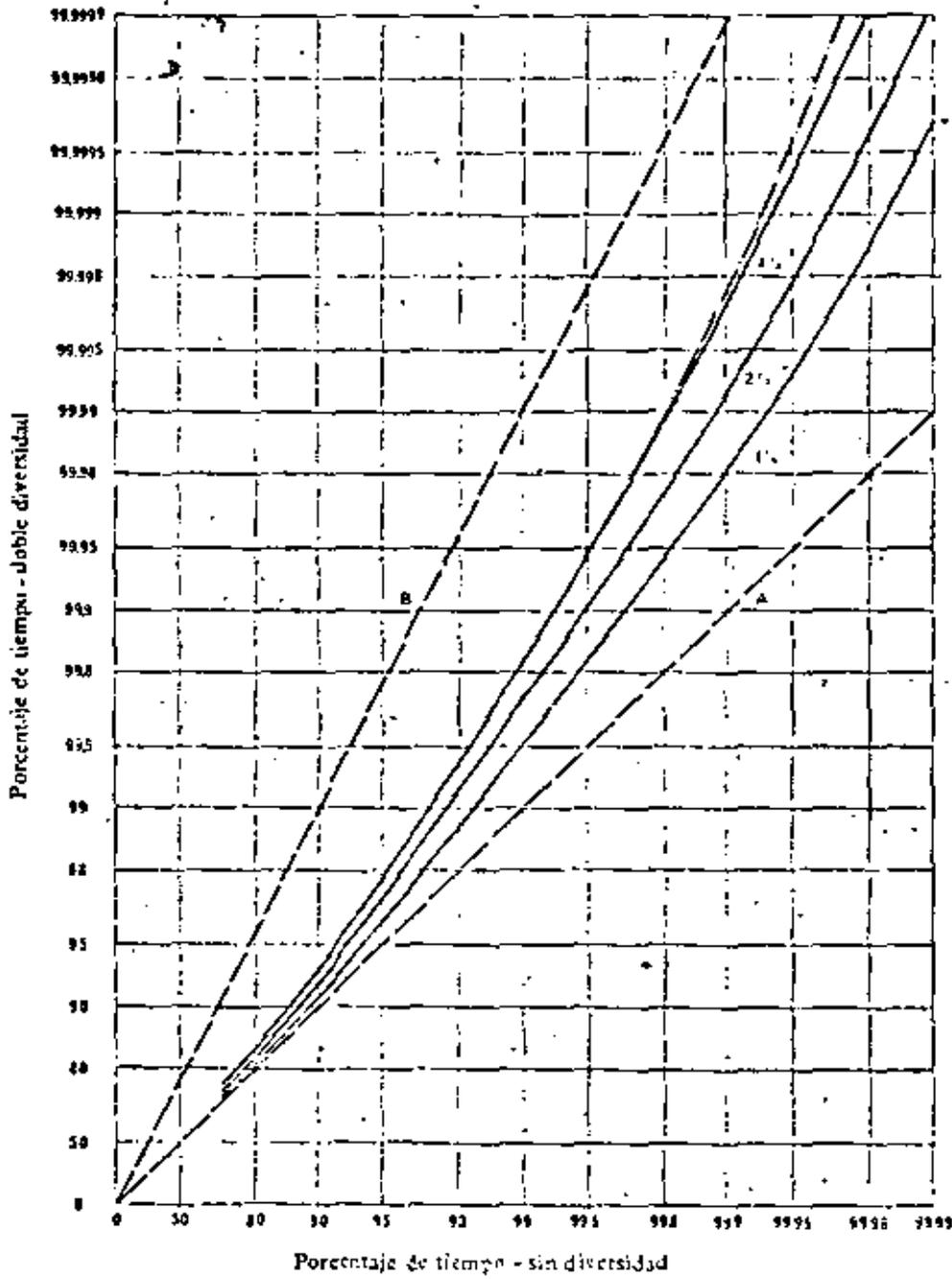
Se han desarrollado técnicas para determinar la distancia entre las antenas o la separación necesaria entre las frecuencias para asegurar una protección por diversidad contra los desvanecimientos profundos. Las técnicas fundadas en un modelo de dos rayos y que tienen en cuenta la variación medida del 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-



- Curva A: Curva límite sin diversidad.  
 Curva B: Curva límite con Joble diversidad.  
 ——— Diversidad de frecuencia con  $\Delta F/F = 1\%$ ,  $2\%$  y  $4\%$   
 - - - - - Diversidad en el espacio.

FIG. 2.g.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 salida.

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

dentes, 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 preverse 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.

7c

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.

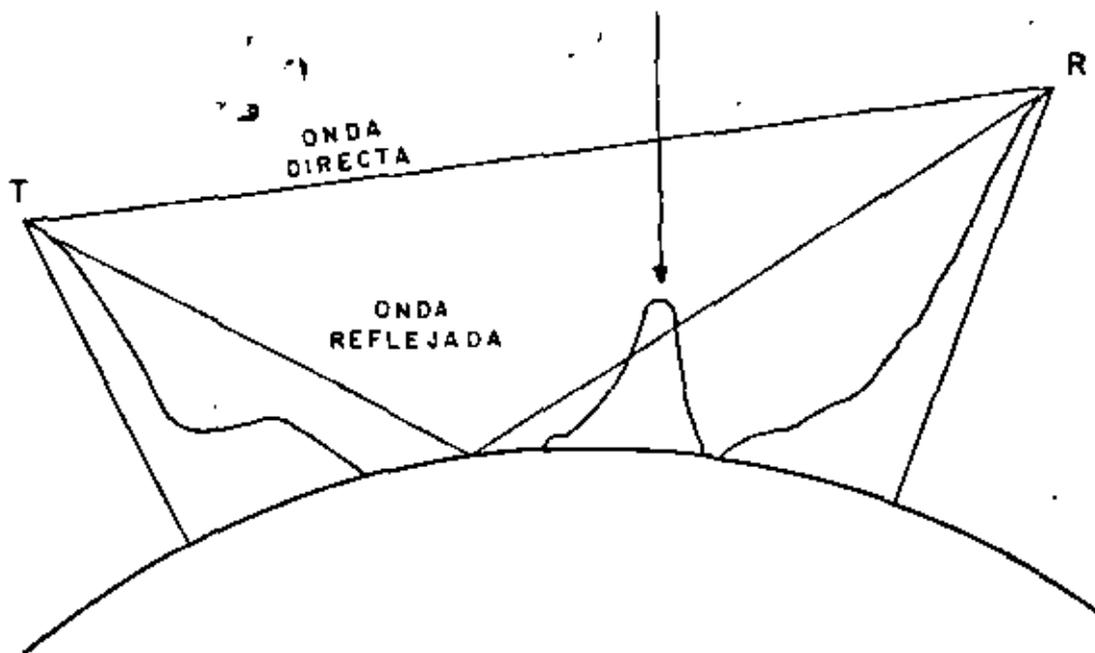


FIG. 2.h.1

#### 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.

## 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, aplicandola 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:

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

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 Canada 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  $\cdot 10 \log 0.0001 = -40$  dB), así, un margen de desvanecimiento de

313

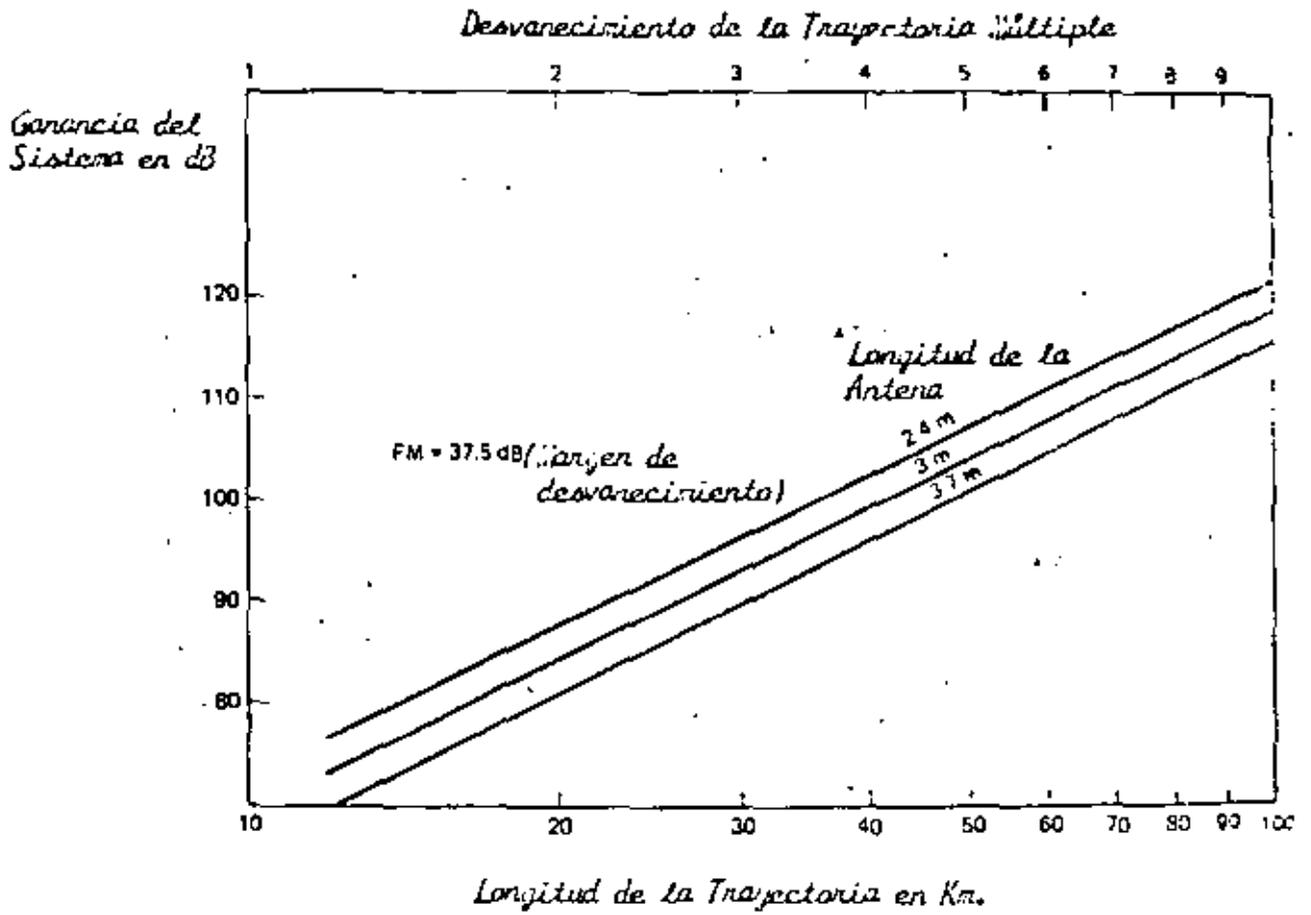


FIGURA N° 1

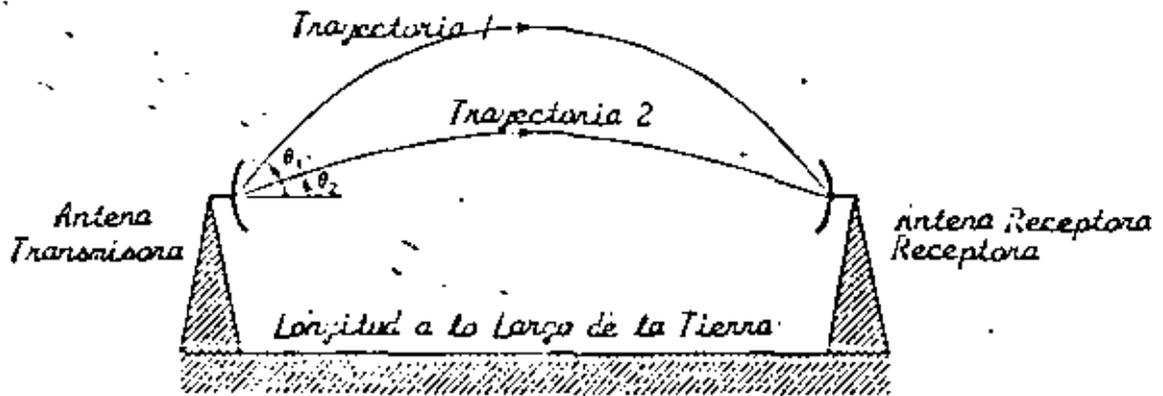


FIGURA N° 2  
Refracción de una Sola Capa

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

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  $1 - R = 0.01\%$  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

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 trasladada, 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 arribaran al receptor pero, por la difracción di

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 parametros 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 transmitir se 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 esta 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 atmosfera 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 3).

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 ).

$$\langle t \rangle = 410 L \text{ segundos}, L \ll 0.1 \quad (6)$$

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

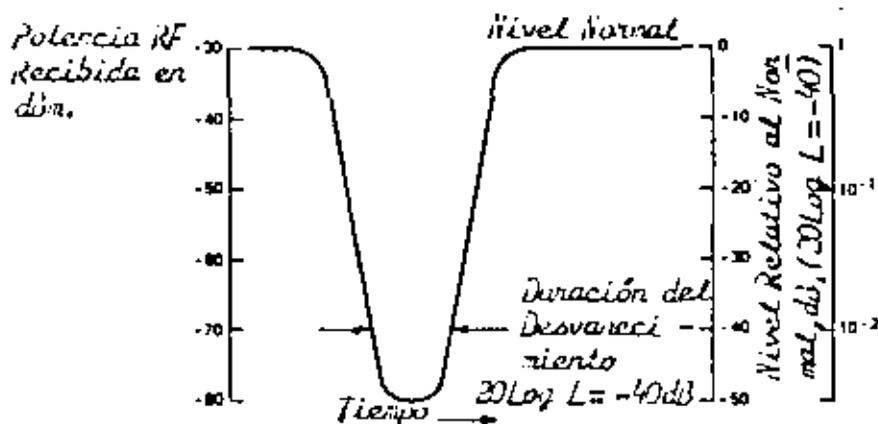


FIGURA N° 3  
 Definiciones de  $L$  y de Duración de Desvanecimiento (Se consideran  $-30$  dbm como nivel normal).

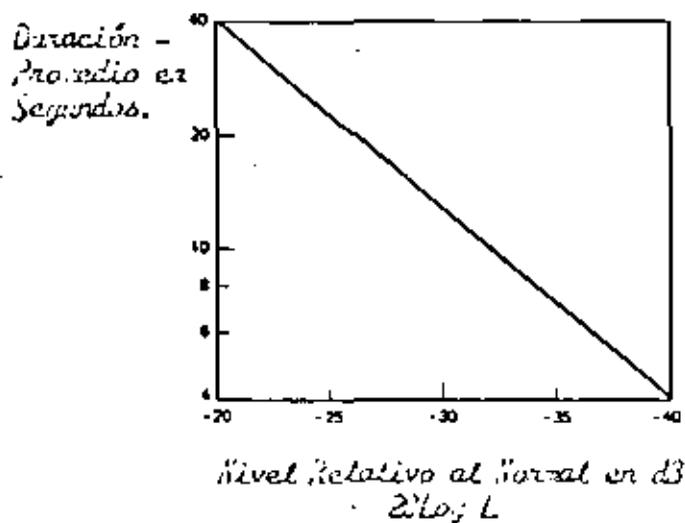


FIGURA N° 4  
 Desvanecimiento en Duración Promedio ( $L = 4/OL$ ,  $L < 0.1$ ).

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 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).

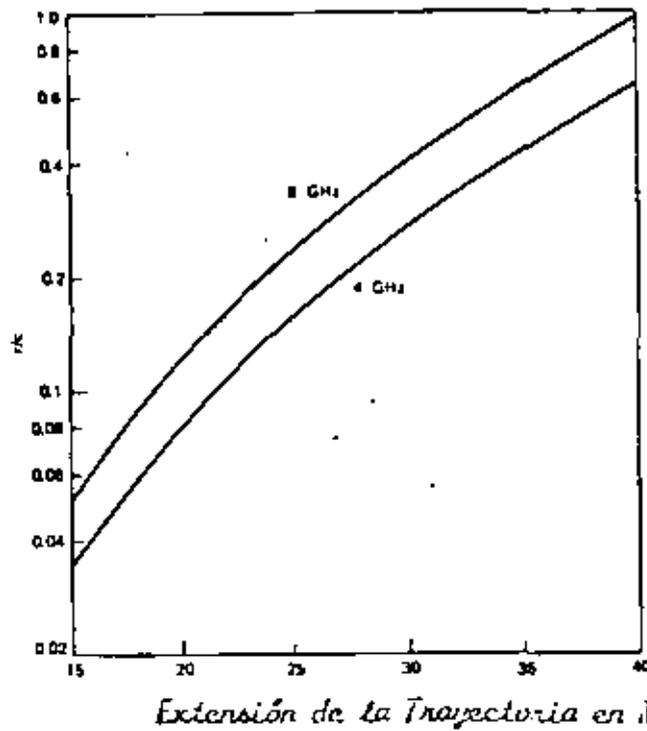


FIGURA N° 5  
Factor de Ocurrencia de Multitrayectoria.

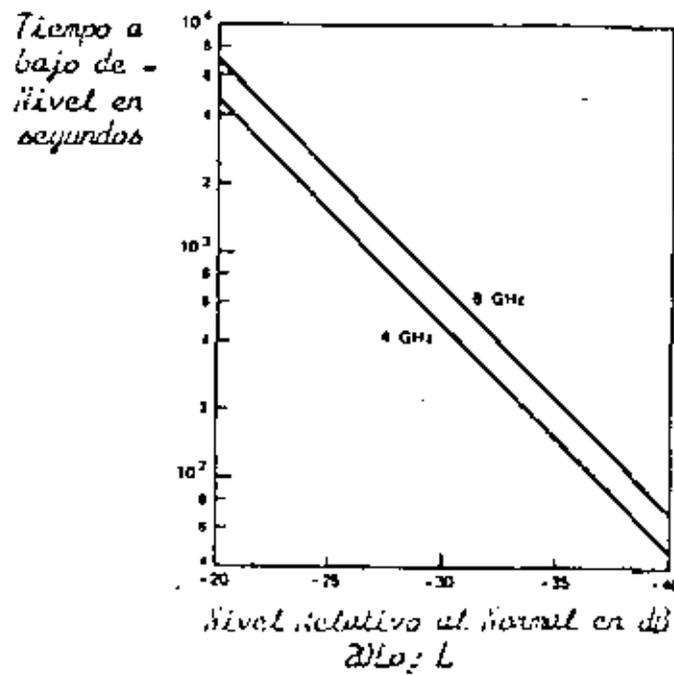


FIGURA N° 6  
Tiempo bajo de nivel en un punto de avance de onda normal.  
( $B=20$  millas;  $c=1$ ;  $t_0=31$  días =  $2.68 \times 10^6$  segundos).

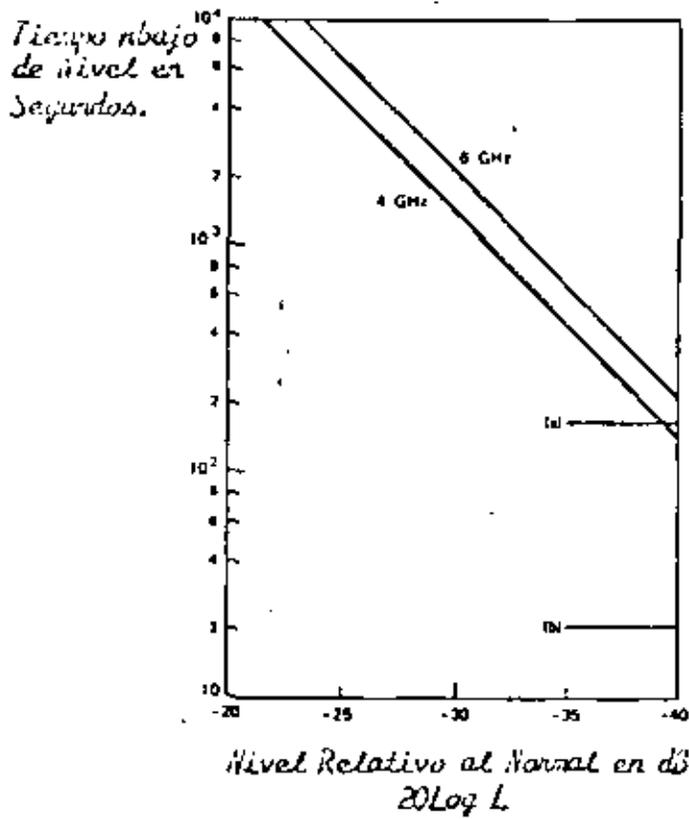


FIGURA N° 7  
 Tiempo anual abajo de nivel (Caso Promedio). Objetivos:  
 a) arrastre Corto = 165 seg/año; b) arrastre Largo = 20 seg/año.

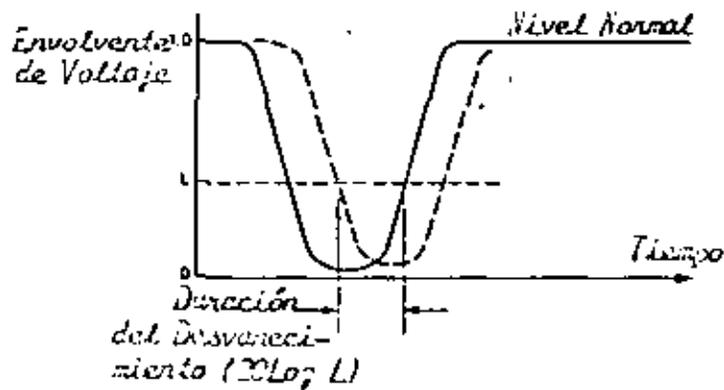


FIGURA N° 7-A  
 Definición de Insuficiencia Simultánea.

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 operativa puede minimizarse por técnicas de diversidad de espacio ó de frecuencia como se ilustra en la fig. 2. 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

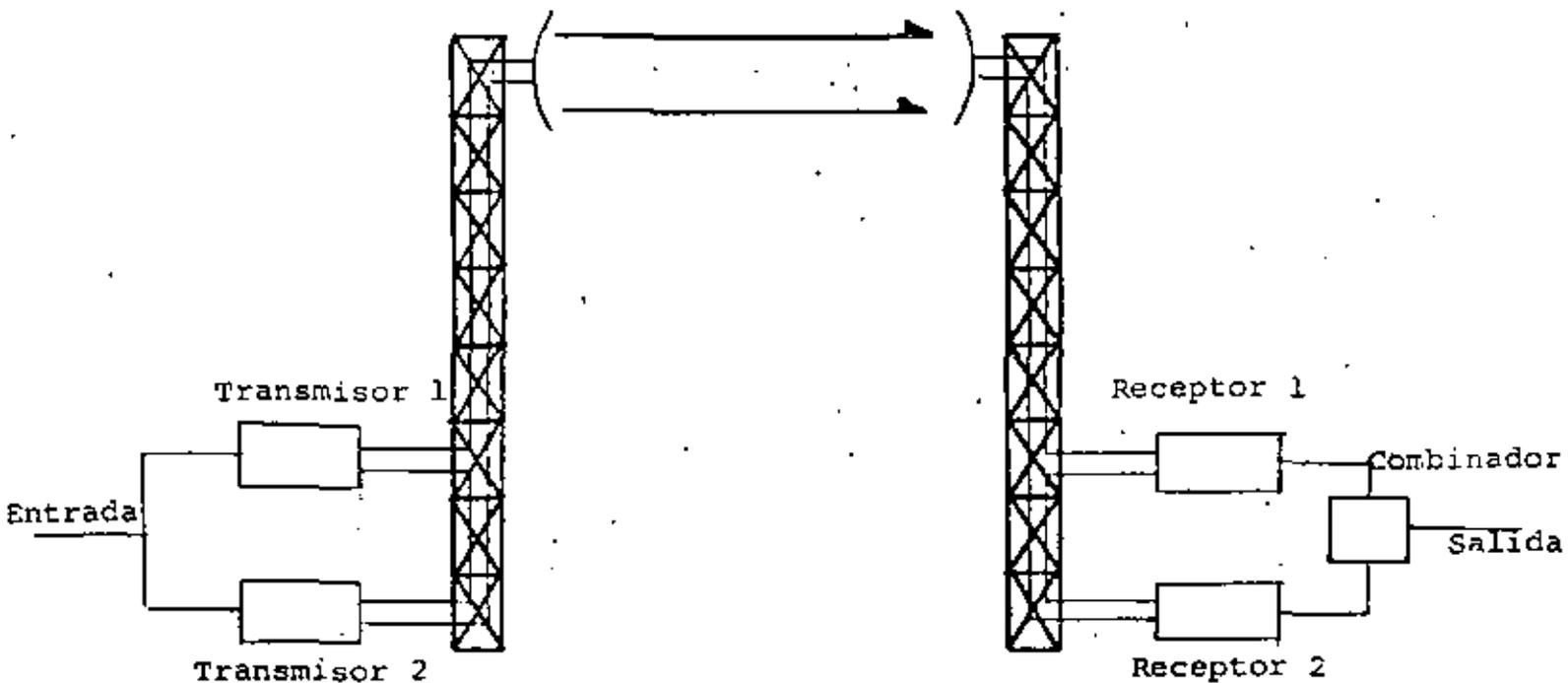


FIG. 2.g.1  
DIVERSIDAD EN FRECUENCIA

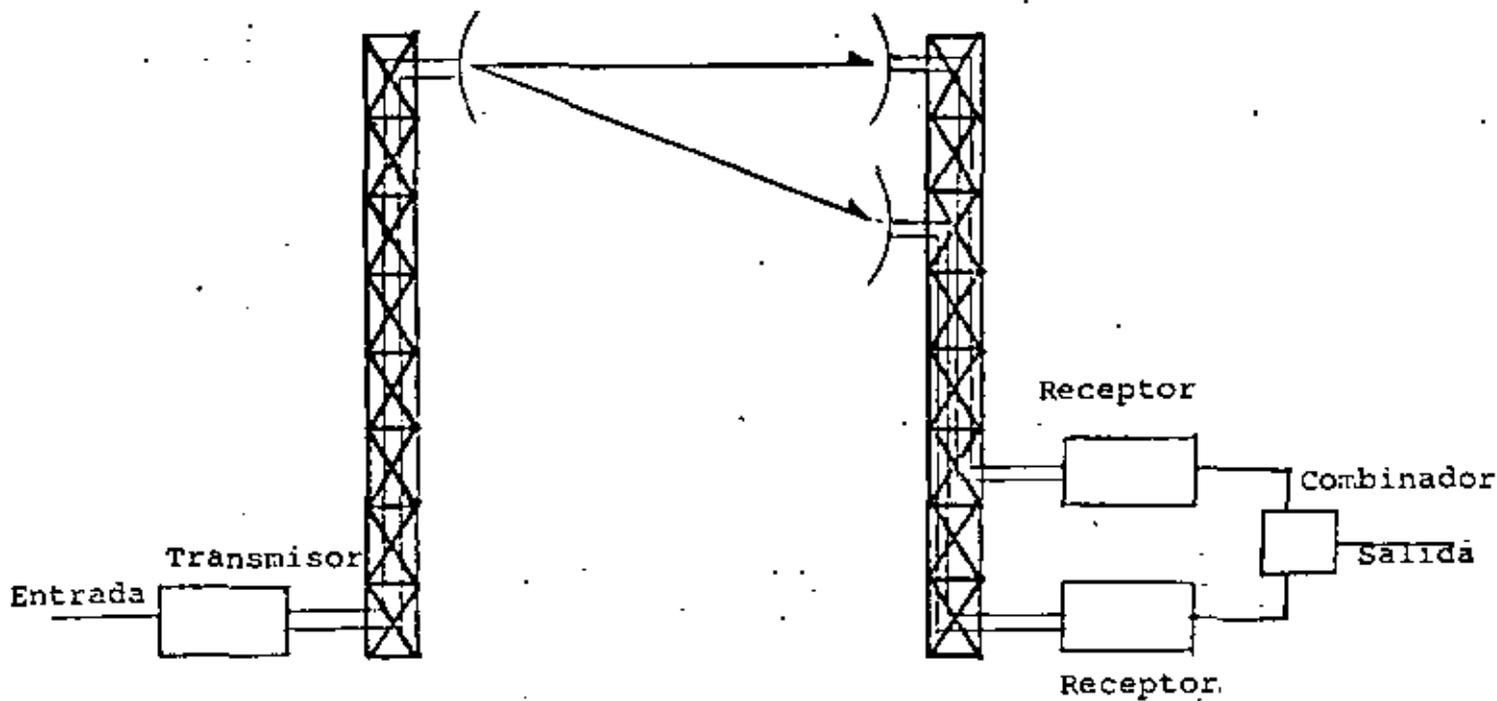


FIGURA N° 8  
DIVERSIDAD EN ESPACIO

de las dos antenas receptoras.

### EFECTO DE LA DIVERSIDAD DE ESPACIO

Durante periodos de desvanecimiento, los desvanecimientos pro  
fundos de la señal recibida en dos antenas receptoras separa  
das 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 des  
vanecimientos simultaneos, Fig. 7<sup>a</sup>), 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, da  
do numéricamente en unidades prácticas por la siguiente (ver  
monograma en la fig. 7).

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

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

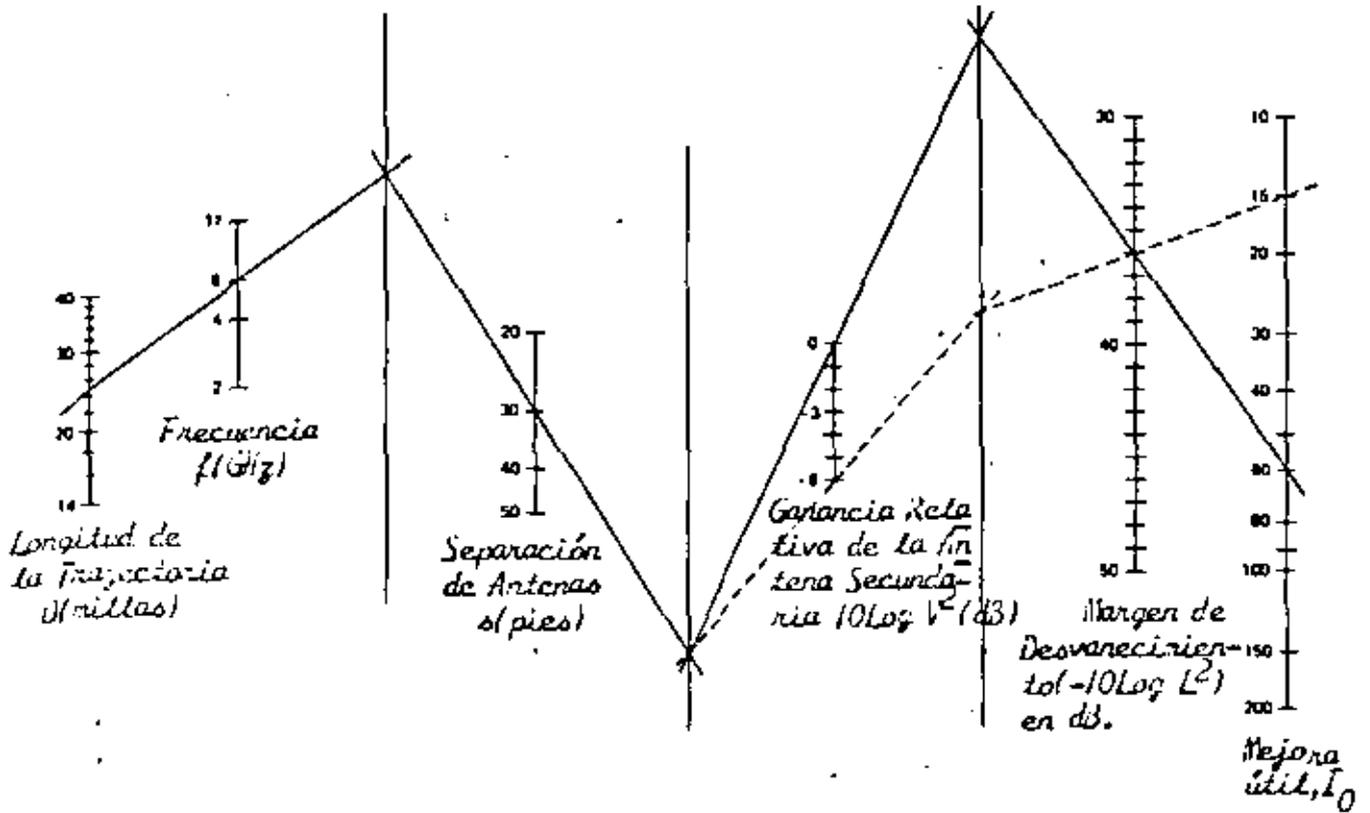


FIGURA N° 9  
Nomograma para una Util Mejora en  $I_0$ .

$L$  = 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  $1Xm$  o  $2Xm$ ).

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 facilmente 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  $\Delta f$  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).

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

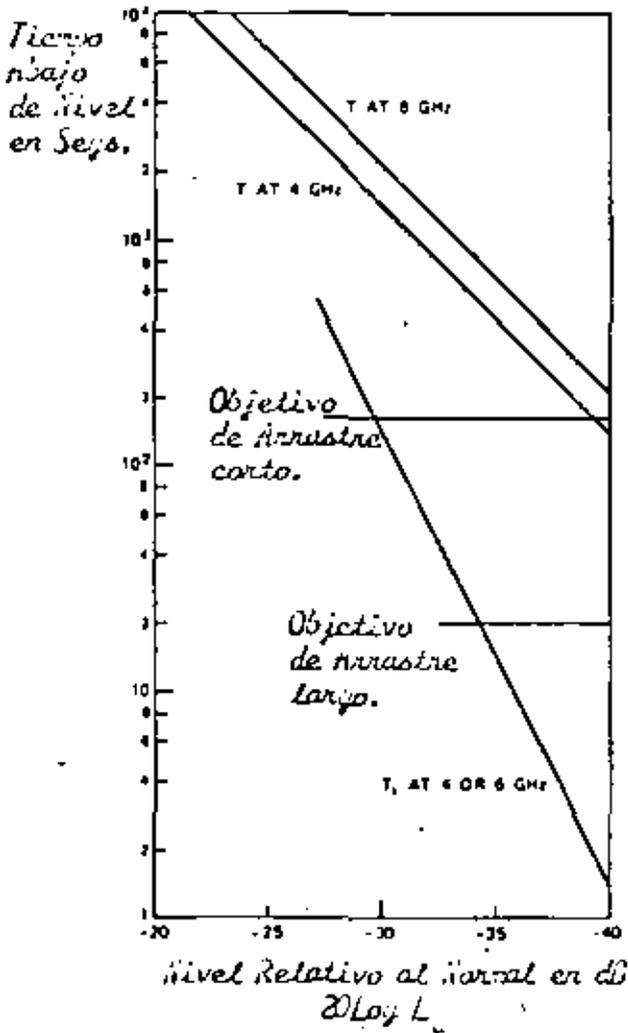
$$= 57.5 \sqrt{\Delta f}, \text{ en la banda de } 6 \text{ GHz.}$$

donde  $s$  esta en pies. Una separación de 30 pies es equivalente a una  $\Delta f$  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 1. Debe notarse que algunos de los datos son aproximados y no necesariamente representan las últimas especificaciones de los fabricantes.

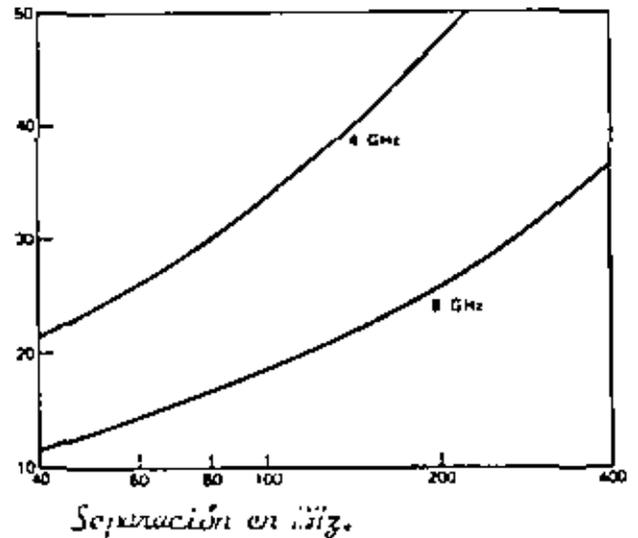


Tiempo Simultáneo anual abajo de nivel para 30 Pies de Separación de Antena.

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 limite 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
Périda 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

] (1:1)

PARAMETRO DEL SISTEMA	RAYTHEON	COLLINS	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

BANDA DE FRECUENCIA AUTORIZADA GHz	FCC		JERARQUIA DIGITAL			
	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
0.700 - 11.700	40.0	1152	73.728	aprox. 90	1344	2.25

197

107

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)	FDM				DIGITAL		REC CCIE
		164						
		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							
	1700-2100	29	600-1800	6	--	--	382-2	
4	1900-2500	6						
	3700-4200	29	600-1800	6	--	--	382-2	
6	5925-6425	40	1260	6	--	--	382-2	
	6430-7100	29.65	1800	8	--	--	383-1	
		40	2700	8	--	--	384-2	
		20	1260	16	--	--	384-2	
7	7425-7725	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	

## DIGITAL MICROWAVE

### ADVANTAGES

- o REGENERATIVE REPEATERS
- o POTENTIAL FOR ENCRYPTION
- o COMPATABLE TRAFFIC FORMATS  
(VOICE, VIDEO, DATA)
- o LESS SUSCEPTABLE TO FADING
- o MORE TOLERANT OF EXTERNAL  
INTERFERENCE
- o POTENTIAL FOR STORE &  
FORWARD
- o EQUIPMENT SMALLER & LESS  
COSTLY
- o *Compatible with TDM*
- o *Compatible with Digital  
Switching*

### DISADVANTAGES

- o LACK OF COMPATABILITY WITH  
EXISTING PLANT
- o REQUIREMENT OF SYNCHRONIZATION &  
TIMING INFORMATION
- o QUANTIZATION NOISE INTRODUCED  
WITH A/D CONVERSION
- o LARGE BANDWIDTH OCCUPANCY

## SYSTEM COMPARISON

### DIGITAL SYSTEM

DIGITAL RADIO	\$250.3K
DIGITAL MUX	\$585.2K
TOTAL COST	\$835.5K

835.5K COST

1344 CHANNELS = \$622 PER-CHANNEL COST

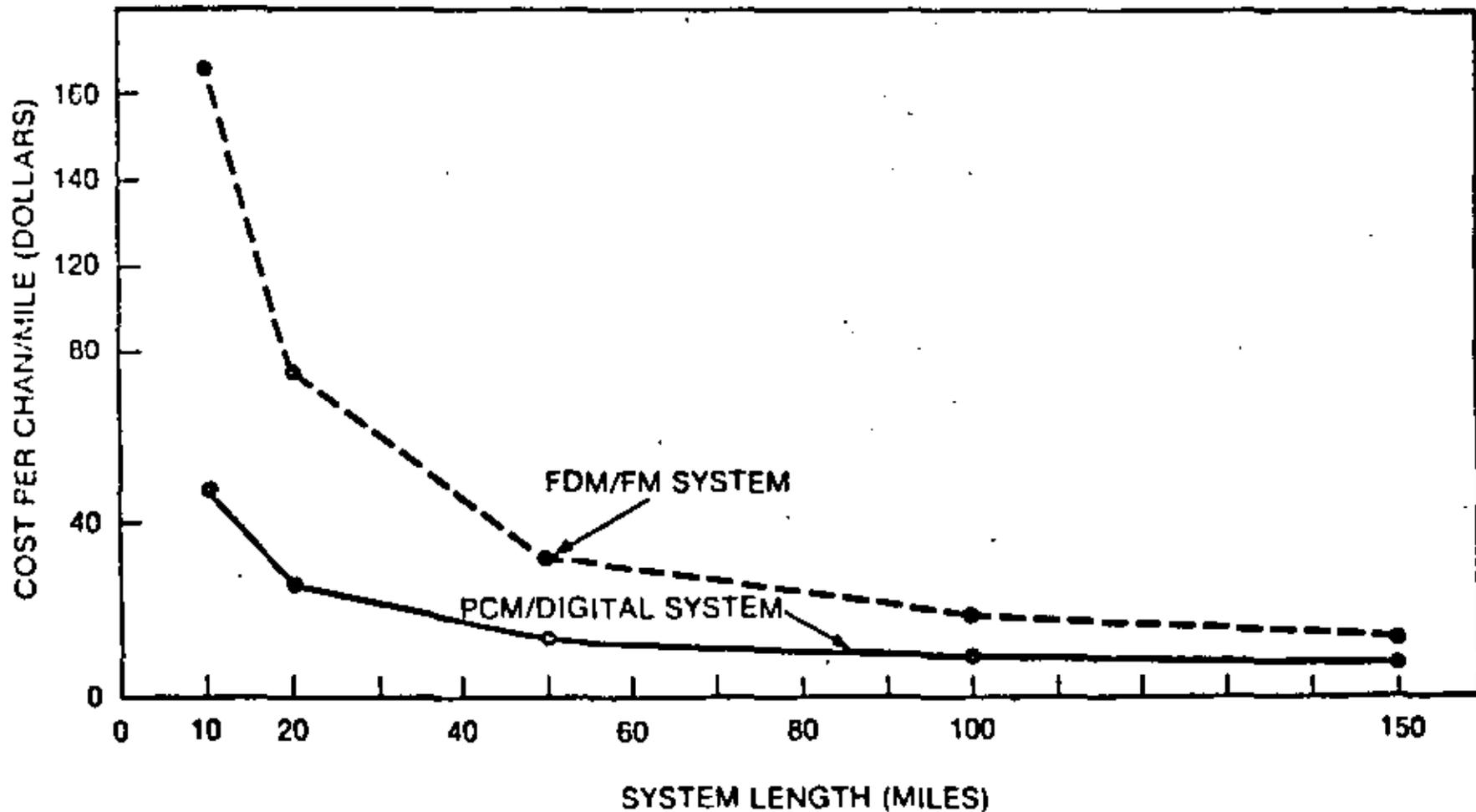
### ANALOG SYSTEM

ANALOG RADIO	\$ 163.4K
FDM MUX	\$2120.0K
TOTAL COST	\$2283.4K

\$2283.4K COST

1800 CHANNELS = \$1268 PER-CHANNEL COST

COMPARISON OF DIGITAL VS FDM MICROWAVE  
SYSTEM INCLUDING MULTIPLEX TERMINALS  
1200 CHANNEL SYSTEMS 2W - E&M TERMINATIONS



FIG

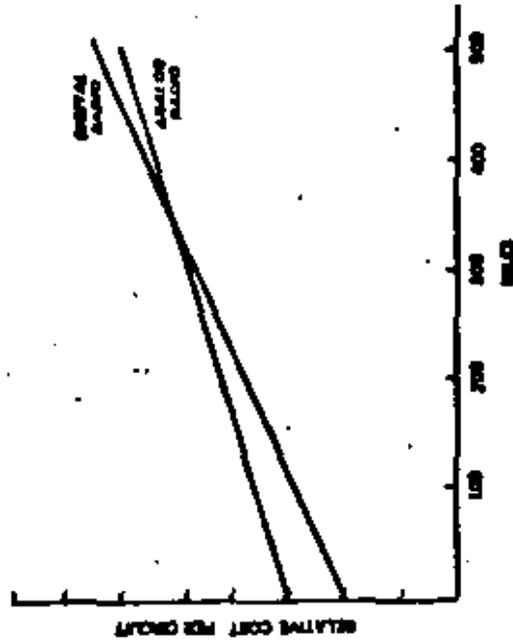


Fig. 1. Relative transmission costs.

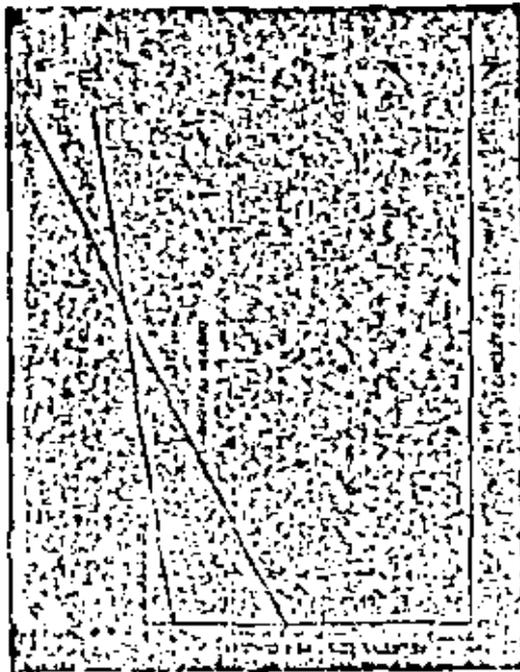


Fig. 1. Comparison of digital and analog radio costs.

# CHARACTERISTICS OF RADIO-RELAY SYSTEMS SPECIFIED IN CCIR RECOMMENDATIONS

	Frequency band	Maximum number of telephone channels												Television	Transmission	Digital Systems		
		5	6	12	24	60	120	300	600	900 960 (*)	1200 1260 (*)	1800	2700					
Occupied bandwidth Number of radio-frequency channels Centre frequencies and radio frequency channel arrangements Polarization arrangements	Bands 6 and 9																388	
	1 GHz:																	
	Bandwidth 200 MHz ...									283-3								283-3
	Bandwidth 400 MHz ...										382-2						382-2	
	4 GHz .....										382-2						382-2	
	6 GHz .....									383-1		384-2	383-1	384-2	383-1, 384-2			
	7 GHz .....							385-1										
	8 GHz .....								386-1		386-1						386-1	
11 GHz .....										387-3						387-3		
13 GHz .....										497-1						497-1		
Interconnection of:																		
audio frequencies .....									768-1									
base band frequencies .....									380-3									
intermediate frequencies .....										403-2								
video frequencies .....														270-2				
Hypothetical reference circuit .....																		
Allowable noise power in the hypothetical reference circuit .....					391					392							396-1	
Noise in the radio portions of real circuits .....										393-3								
Hypothetical reference digital path .....										395-2				555		397-3	556	
Availability objectives for a hypothetical reference circuit and a hypothetical reference digital path .....																		
Frequency deviation .....										404-2				276-2		404-2	557	
Pre-emphasis and de-emphasis characteristics .....										275-2				405-1		275-2		
Line regulating and other pilots .....												401-2						
Signalling and service channels .....												400-2						
Stand-by arrangements .....											305							
Autotelex radio-relay systems .....																		
Members of signals outside the bandwidth .....										389-2								
Maintenance measurement in actual traffic .....										381-2				443-1		381-2		
Measurements of noise using a continuous Uniform spectrum .....										398-3								
										309-3								

(\*) On the ...

CALCULO DE RUIDO DEL SISTEMA :

EST: A	EST: B	Long. Tramo km.	Atenuación en el Espacio Libre dB	Tipo y longitud de líneas	Atenuación en Líneas dB.	Tipo de antenas Nº de elementos & diámetro(m)	Ganancia de Antenas dB	Pérdidas de Filtros % por somera dB	Pérdida Total dB	Potencia Tx dBm.	Nivel Entrada al Rx - dBm -	Ruido Térmico pW.	Ruido Intermod. μW.	Ruido Interf. μW.	Ruido Residual μW.	Ruido Total pW	Ruido Total dBmC	Ruido Total; IT Fermilico
--------	--------	--------------------	---	------------------------------	-----------------------------	---	---------------------------	--	---------------------	---------------------	--------------------------------	----------------------	------------------------	----------------------	-----------------------	-------------------	---------------------	------------------------------

EQUIPO:

EST: A

EST: B

Long. Tramo  
km.

Atenuación en el  
Espacio Libre  
dB

Tipo y longitud  
de líneas

Atenuación en  
Líneas dB.

Tipo de antenas  
Nº de elementos  
& diámetro(m)

Ganancia de  
Antenas dB

Pérdidas de Filtros  
% por somera dB

Pérdida Total  
dB

Potencia Tx  
dBm.

Nivel Entrada  
al Rx - dBm -

Ruido Térmico  
pW.

Ruido Intermod.  
μW.

Ruido Interf.  
μW.

Ruido Residual  
μW.

Ruido Total  
pW

Ruido Total  
dBmC

Ruido Total; IT  
Fermilico

CABLES MARCA

FRECUENCIA Hz.	NFC					TELETRON	
	0.074	0.116	0.03		0.015	3/8"	1/2"
350 d. dB/m.	0.074	0.116	0.03		0.015		
900 d. dB/m.	0.132	0.028	0.06		0.050	0.028	
2000 d. dB/m.						0.06	0.04
4000 d. dB/m.							
6000 d. dB/m.		0.920					
7000 d. dB/m.							

SEL

	CU 2Y				MICKTEL 1/2"	GUÍAS DE ONDA		
	E-20	E-40	E-62	E-65		50x30	42x27	32x18
			50x28	47x21		mm.		
350 d. dB/m.								
900 d. dB/m.				0.0296				
2000 d. dB/m.	0.0114				0.0667			
4000 d. dB/m.		0.0323			0.143	0.024		
6000 d. dB/m.								
7000 d. dB/m.					154-71			
					176			

CABLES MARCA: 117

FRECUENCIA KHZ	FLEXWELL (FOUR) ANDREW						
	FHJ7 1 5/8"	FHJ5 7/8"	FHJ4 3/4"	FHJ2 3/8"	FS.4 1/2"	FHJ1 1/4"	FSJ1 1/8"
350 $\alpha$ d3/m.		0.023					
900 $\alpha$ d3/m.		0.059					
2000 $\alpha$ d3/m.	0.073	0.098					
4000 $\alpha$ d3/m.		0.18					
6000 $\alpha$ d3/m.							
7000 $\alpha$ d3/m.							
FLEXWELL DIELECTRICO DE AIRE ANDREW							
350 $\alpha$ d3/m.		0.023					
900 $\alpha$ d3/m.		0.036					
2000 $\alpha$ d3/m.		Heliax 0.058					
4000 $\alpha$ d3/m.		0.058					
6000 $\alpha$ d3/m.							
7000 $\alpha$ d3/m.							

ANTENAS MARCA:

Modelo	TELETYPE					N. C.				
	1.8m	2.2m	2.5m	2.9m	3.2m	1.2m	2.2m	3m	3.2m	4m
G (02) 350 X Ab.						13		13		
						20°		13°		
G (08) 900 X Ab.		24				21	24	25		35
		10.5°				13°	10.5°	13°		3.5°
G (03) 2000 X Ab.	285	29.8	32.6		35.6					
	6.4°	5.8°	3.5°		2.8°					
G (03) 2000 X Ab.										
G (03) 6000 X Ab.										
G (00) 7000 X Ab.							40.5 <small>10-12-14 0.7m</small>	44.9 <small>18-20-22 0.7m</small>	46.5 <small>10-12-14 0.7m</small>	
							1.55°	2.05°	2.8°	

SEL

5 Y 20 CANALES YAGI

Modelo	SEL				5 Y 20 CANALES YAGI				
	ELEMENTOS SINGLOS		ELEMENTOS DOBLES		ELEMENTOS SINGLOS		ELEMENTOS DOBLES		FREQS.
G (03) 350 X Ab.									
G 900 X Ab.					11		10	13	G 350 X
					28.5°		28.5°	22.5°	
G 2000 X Ab.			33.5						
			3.5°						
G 2000 X Ab.			29	22					
			1.7°	1.5°					
G 3500 X Ab.			22						
			1.3°						

## ANTENAS MARCA:

ANTENAS	ANDREW					GTE.				
	2.2'	3'	10'	15'	20'	2.2m	3m	3.6m	4.2m	4.8m
G (65) 350 Y-Abertina										
G (63) 900 Y-Ab	22	24.4	26.4	28	29.9					
	13°	9.5°	7.7°	6.5°	5.3°					
G (63) 2000 Y-Ab.	PL 25.5 PX 23.5	32	PL 33.9 PX 32.5	PL 35.5 PX 35.1	37.4			35.5		36
	PL 5.5° PX 6.4°	4.1	PL 3.5° PX 2.4°	PL 2.1 PX 2.7°	2.2°			3.5°		2.4°
G (62) 4000 Y-Ab.			39.3	41.0	42.7					
			1.8°	1.5°	1.2°					
G (62) 6000 Y-Ab	38.9	41.5	43.3	45.0	46.4	39.3		42		
	1.8°	1.4°	1.1°	0.9°	0.8°	1.8°		1.2°		
G (62) 7000 Y-Ab.	39.8	42.3	43.9	45.6	47.1		46.2			
	1.7°	1.3°	1.0°	0.8°	0.7°		4.2°			



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

INGENIERIA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS

AGOSTO, 1982

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 pueda 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 iniciada 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 FM-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 GBs.

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 múltiple 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.

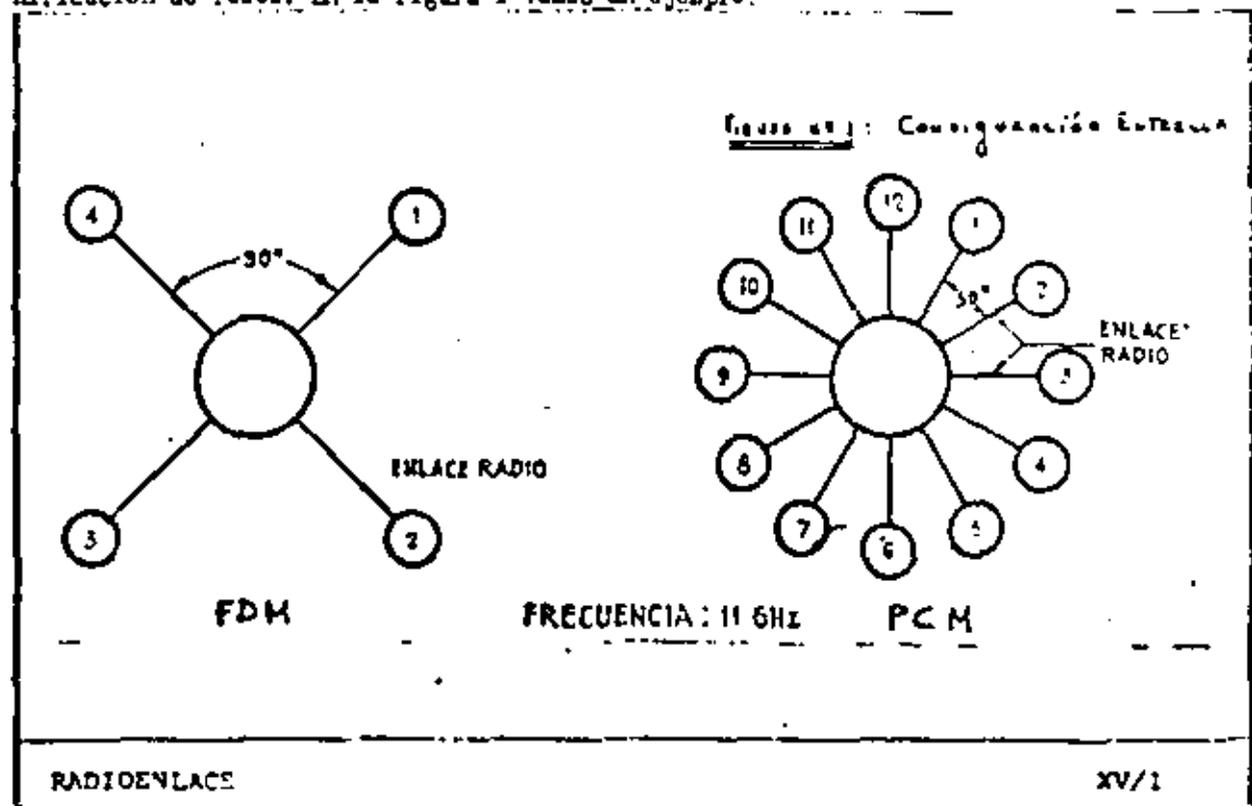
a) El sistema PCM reduce el costo del equipo terminal debido a que no utiliza los filtros de alto costo necesarios para un terminal FDM.

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 aconsejable 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 más 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:

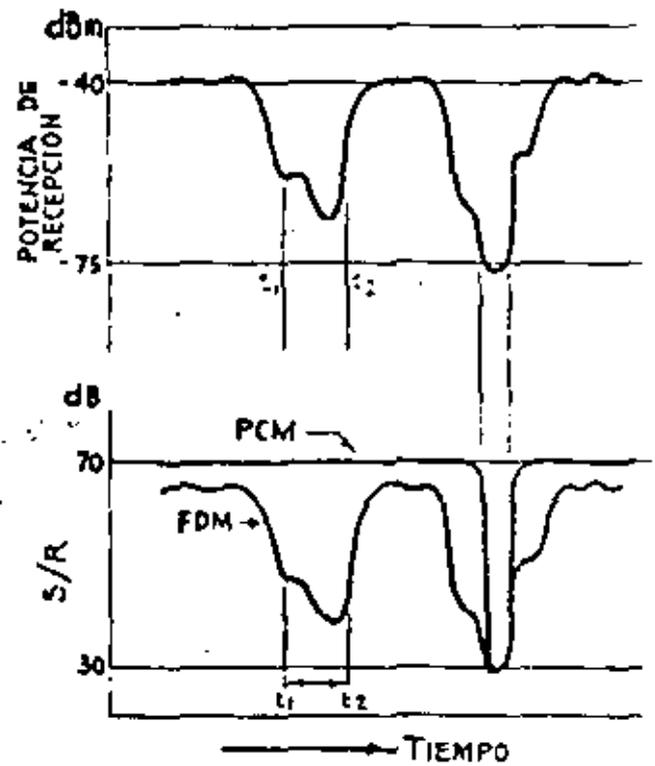
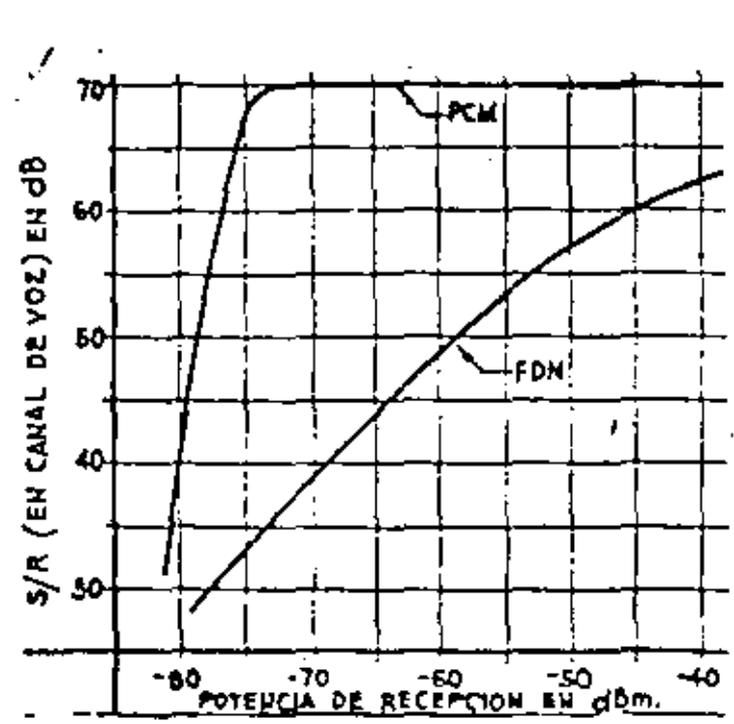


En esta figura se ve una red estrella donde PCM se conecta doce estaciones a un mismo lugar geográfico mientras que en FDM se pueden ligar cuatro enlaces para la misma situación. En esta configuración se supone la utilización de una antena de 3,1 metros de diámetro. Si se utiliza una antena más grande 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, (de sin embargo es posible reducirlo 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 analógicas.

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 transmitir, 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:

$$(S/N) \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R}{KTB} = (P_R) \text{ dB}_m - (T) \text{ dB} - (KT) \text{ dB}_m$$

Donde:

- $P_R$ : Potencia de entrada al receptor en  $\mu W$ .
- $K$ : 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/N y E se expresa gráficamente en la figura N° 4.

PROBABILIDAD DE ERROR

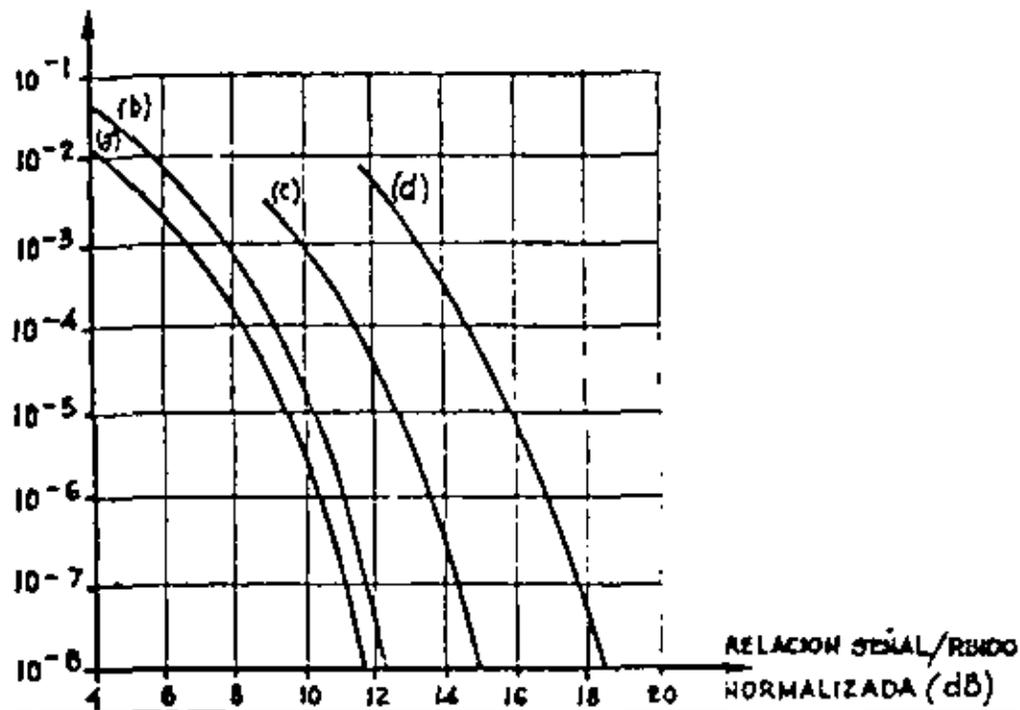


FIGURA N° 4. PROBABILIDAD DE ERROR EN SISTEMAS DE RADIO

CON RUIDO GAUSIANO ADITIVO (a) Binario coherente AM, PM e cuaternario PM; (b) Binario Diferencial PM; (c) Binario PSK; (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:

$$(P_{au}) \text{ dBm} = (S/R_u) \text{ dB} + (F) \text{ dB} + (\kappa T B) \text{ dBm} \quad (2)$$

La atenuación total del salto radioeléctrico es:

$$A_T = A_o + A_b + A_f - G_t - G_a \quad (3)$$

DONDE:

$A_o$  : Atenuación de espacio libre para la distancia y frecuencia consideradas.

$A_b$  : Atenuación de branching

$A_f$  : Atenuación de alimentadores (feeders).

$G_t$  y  $G_a$  : 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)) (MTBF) y de la organización de mantenimiento medida en términos de tiempo Medio para Reparaciones (TMR) (En inglés Mean Time To Repair) (MTTR).

Se demuestra que la no disponibilidad del equipo está dada por:

$$U_e (\%) = \frac{TMPR}{TMEF + TMPR} \times 100 (\%) \quad (7)$$

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  $U_d (\%)$ .

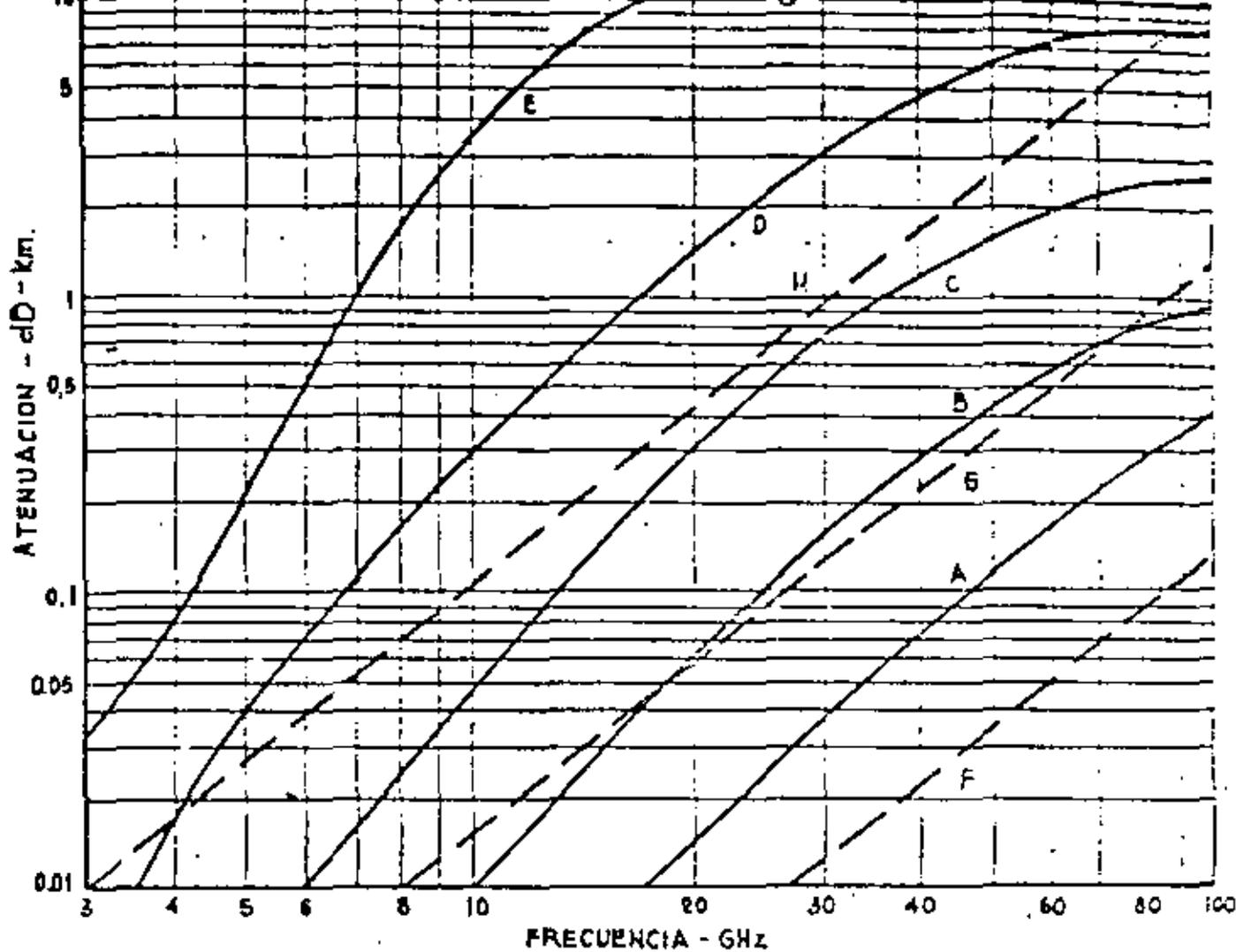
El enlace será considerado satisfactorio si el porcentaje de tiempo,  $T (\%)$ , del margen  $M$  expresado (5) es:

$$T (\%) \leq U_d (\%)$$

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 niebla; en cuanto a los porcentajes de tiempo asociados a diferentes desvanecimientos considerando a las distancias de salto como parámetros se obtienen de las figuras N° 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	{	lluvia leve
B, 1,0 mm/hr	{	lluvia moderada
C, 4,0 mm/hr	{	lluvia intensa
D, 16 mm/hr	{	lluvia muy intensa
E, 100 mm/hr	{	

- - - ATENUACION EN NIEBLA O NUBES:
 

F, 0,052 gm/m <sup>3</sup>	{	visibilidad mayor que 600 metros
G, 0,032 gm/m <sup>3</sup>	{	visibilidad de aprox. 100 metros
H, 2,3 gm/m <sup>3</sup>	{	visibilidad de aprox. 30 metros

FIG. 5 ATENUACION DEBIDO A LLUVIA (tomado del CCIR)

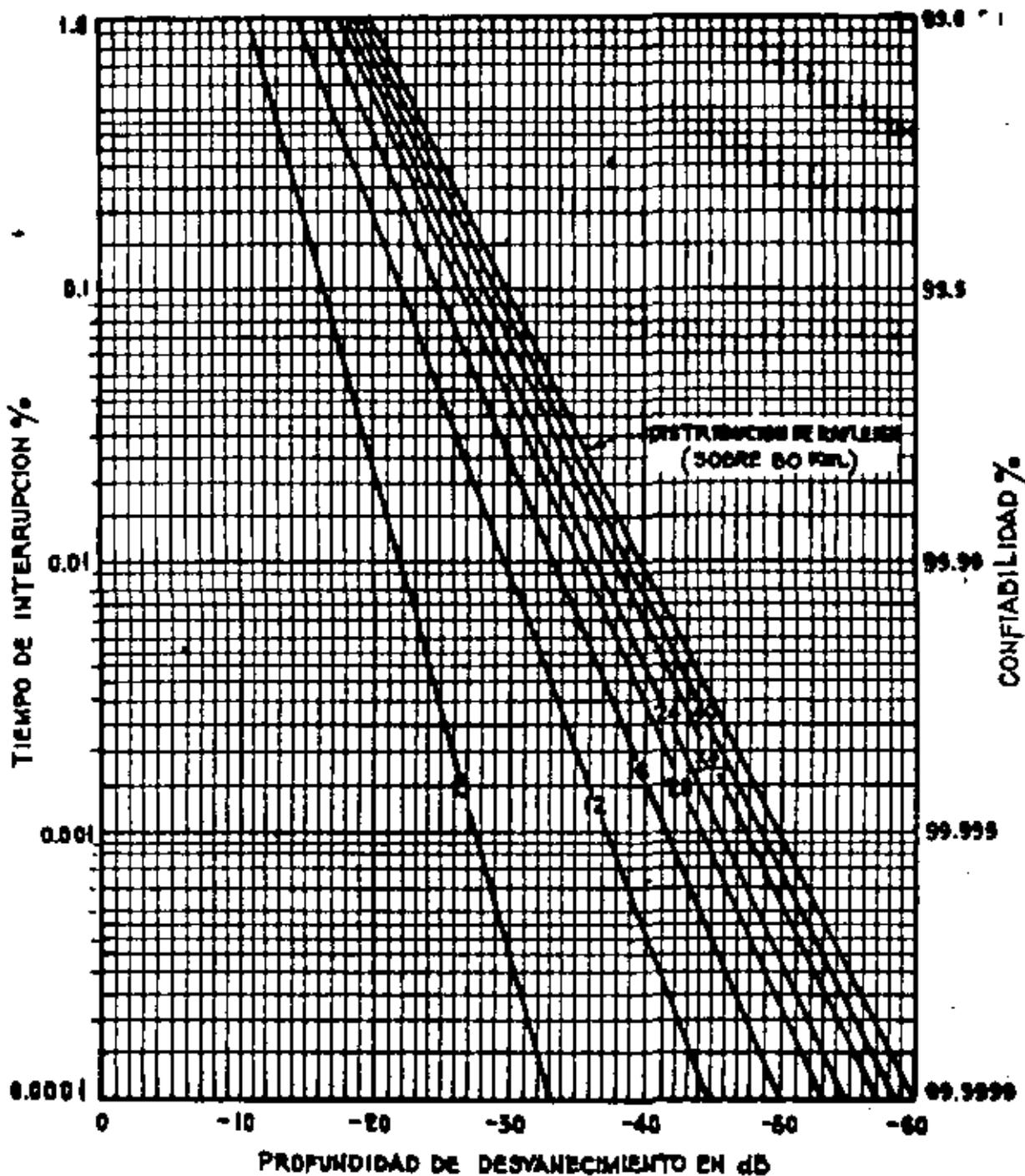


FIG. 6 TIEMPO DE INTERRUPCION DEBIDO A FADING SELECTIVO EN FUNCION DE LA LONGITUD DE SALTO RADIOELECTRICO EN Km. PARA 14.2 GHz

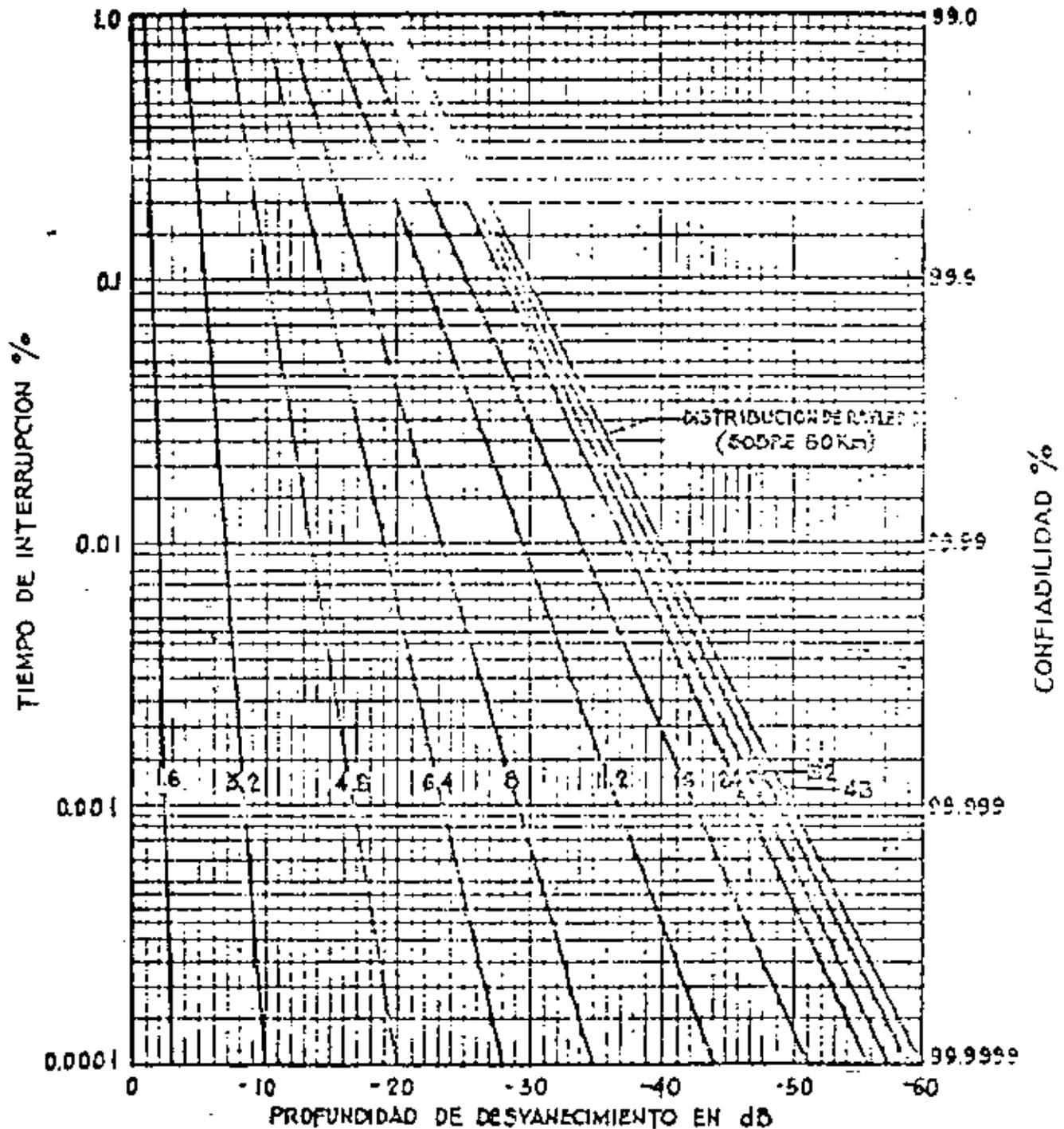


FIG. 7 TIEMPO DE INTERRUPCION DEBIDO A FADING SELECTIVO EN FUNCION DE LA LONGITUD DE SALTO RADIOELECTRICO EN Km. PARA 12,450 GHz.

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 BPSK Diferencial FM

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

TMEP : 4000horas

Antenas:

Ganancia (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	EM107		EM122		
Atenuación (dB/100 m)	11,2		16,4		

Se requiere establecer un enlace con un E<sub>r</sub> 10 y con una disponibilidad del 99,9 %.

Las señales de banda de base usadas en un sistema de radiofrecuencia digital son trenes de pulsos. En la figura N° 8, se muestra un diagrama en bloque.

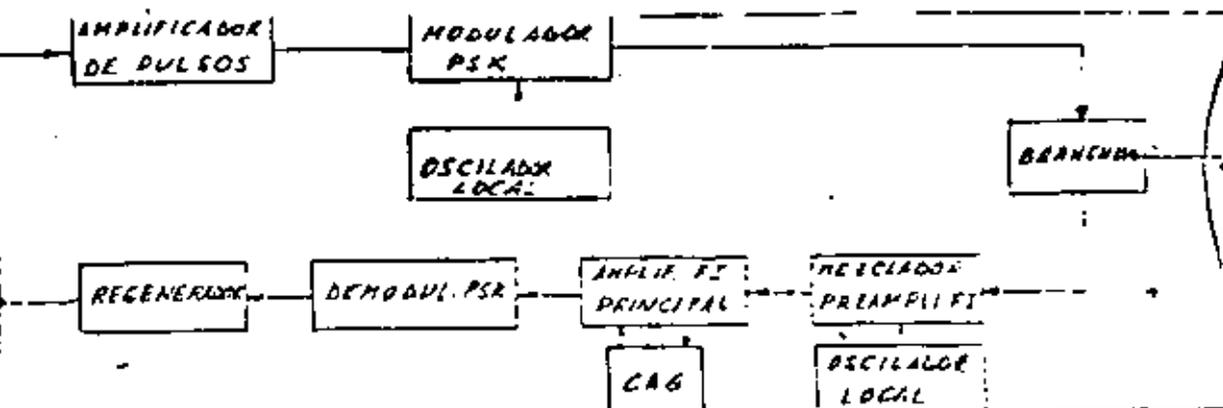


FIGURA N° 8. DIGITAL EN BLOQUE.

De particular interés el método de modulación empleado PSK 4 J.

La figura N° 9 muestra un modulador utilizado.

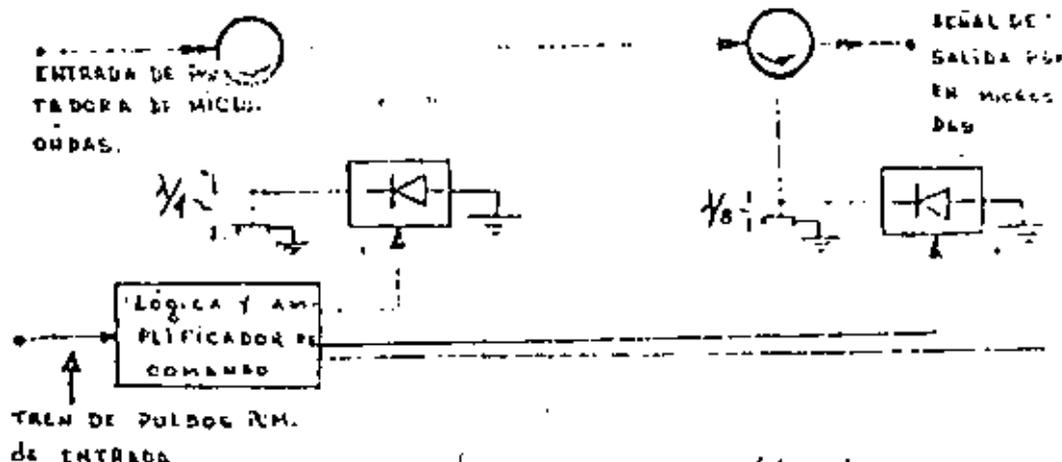


FIGURA N° 9. Modulador utilizado.

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 aparezcan en su terminal de salida.

La línea tiene un diodo conectado en un punto a una distancia  $\lambda/8$  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  $\lambda/8$ , con un cambio de fase de  $180^\circ$  en el terminal de salida.

De esta manera se cumple la modulación por inversión de fase.

Otro modulador similar usa una distancia de  $\lambda/4$  o sea que se produce una modulación con cambio de fase de  $90^\circ$ . La conexión en cascada de estos dos moduladores y la aplicación de un tren de pulsos PCM a cada modulador hace posible obtener una señal de RF 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).

$$E = 10^{-5} \xrightarrow{(b)} (S/R)_u = 10.25 \text{ dB}$$

La potencia de recepción de umbral es de acuerdo a (2)

$$(P_{rw}) \text{ dBm} = (S/R)_u \text{ dB} + (F) \text{ dB} + (KTB) \text{ dBm}$$

$$KTB = 1.38 \times 10^{-23} \times 293 \text{ } ^\circ\text{K} \times 8,448 \times 10^6 = -104,7 \text{ dBm}$$

$$(P_{rw}) \text{ dBm} = 10,25 \text{ dB} + 9 \text{ dB} - 104,7 \text{ dBm} = -85,45 \text{ dBm}$$

Como el enlace debe ser disponible el 99,9 % del tiempo  $U=0,1\%$ .

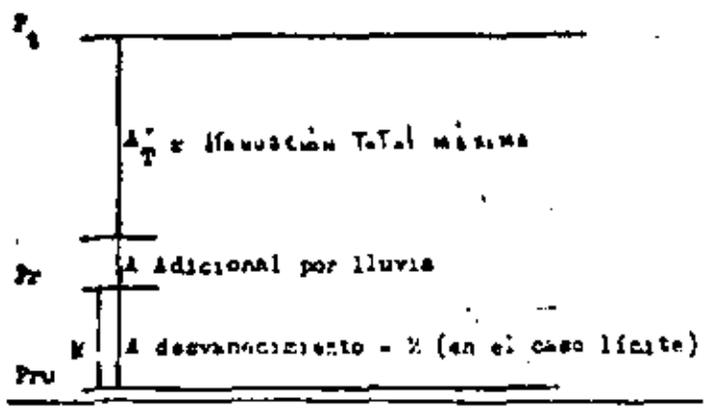
Pero  $U=U_e + U_d$  y  $U_d=U - U_e$

$$U_e = \frac{T_{MFR}}{T_{MEF} + T_{MFR}} = \frac{1}{4.000 + 1} \approx 2.5 \times 10^{-4} = 0,025 \%$$

$$U_d = 0.1 - 0.025 = 0.075 \%$$

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 guía Ew 122 de 16,4 dB/ 100 m es de:

$$(8 + 2,6) \text{ m} \times \frac{16,4 \text{ dB}}{100 \text{ m}} = 5,4 \text{ dB}$$

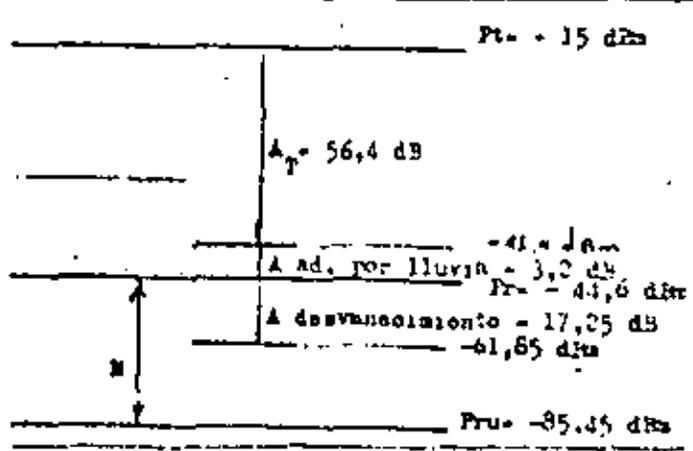
Eligiendo las antenas más chicas

$$A_T = A_0 + A_{lr} + A_l - G_U - G_a = 19,5 + 0,5 + 5,4 + -40,5 - 20,5 = -3,0 \text{ dB}$$

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

RADIACION EN EL ESPACIO LIBRE

Ing. Jesús Reyes García

AGOSTO, 1982

#### 4.1 INTRODUCCION .

En la gran mayoría de los sistemas de comunicaciones , siempre se necesitá 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 radio difusión 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 hára 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 trasmisor es el de suministrar a la antena transmisora, la señal portadora modulada con el nivel de potencia adecuado .

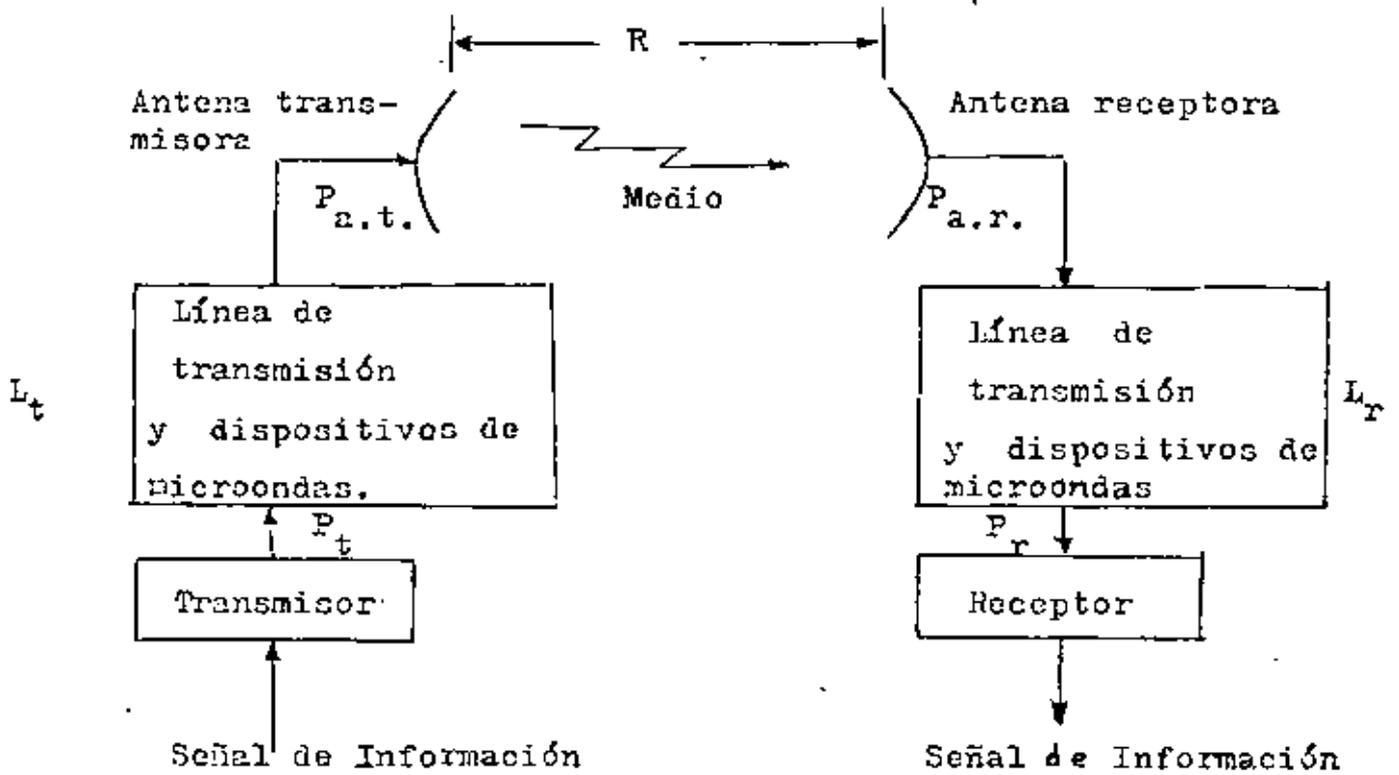


Fig.41 Elementos de un sistema de comunicaciones por microondas.

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 ésta. 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) -

 $L_t =$ 

<p>Potencia que es suministrada por el transmisor a la entrada de la línea de transmisión y dispositivos de microondas.</p> <hr/> <p>Potencia a la salida de la línea de transmisión y dispositivos de microondas que es suministrada a la antena.</p>
--

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:

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

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

$$[ 4.5 ] \quad - \quad L_{t.d.b.} = L_{l.t.db} + L_{d.m.db}$$

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 estan 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 trata 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 parámetro, 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 decibels 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 o 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 o 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

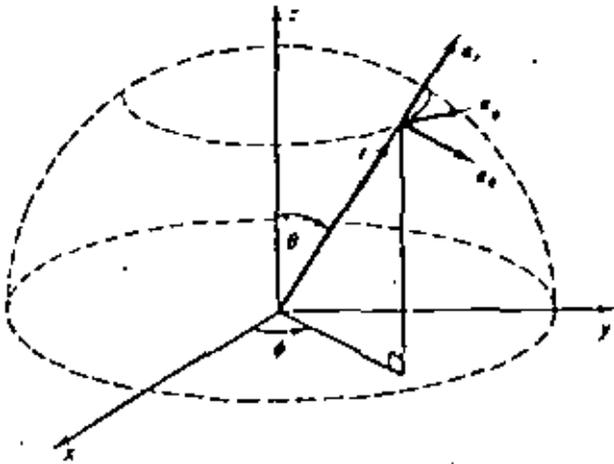
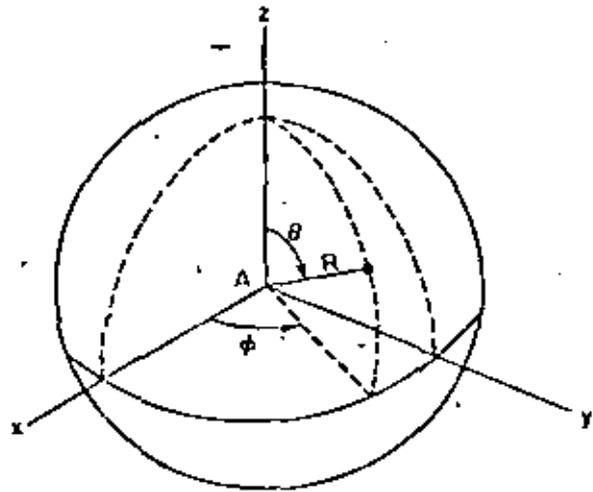


Fig. 4.2

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 varia intensamente con la distancia .

$\eta_0$  es la impedancia del espacio libre = 120  $\pi$  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, ésto 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.

$$d\Omega = \sin \theta \, d\theta \, d\phi$$

$$ds = r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi$$

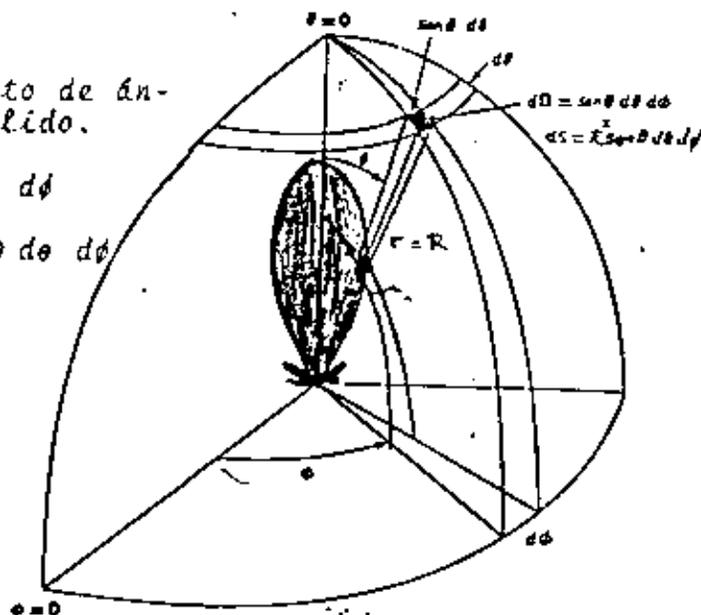


Fig 4.3

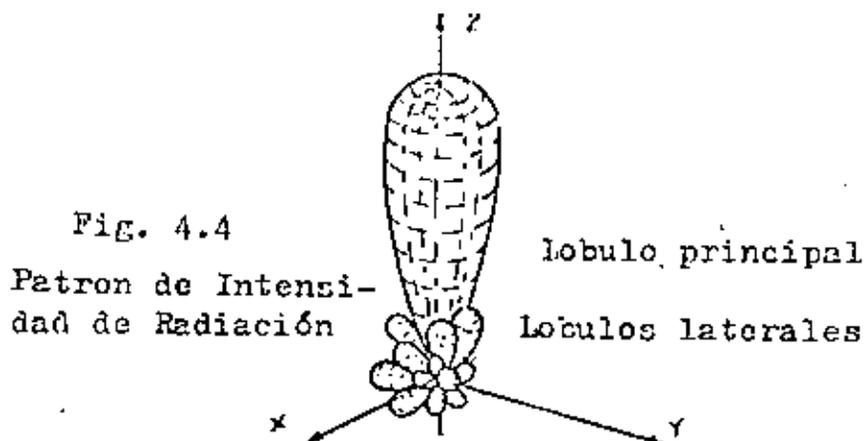
Se debe hacer la observación de que la intensidad de radiación es independiente de  $r$ . La potencia total radiada está dada por

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

y ya que hay  $4\pi$  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  $\theta$  y  $\phi$  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  $\theta$  y  $\phi$ , 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 está físicamente orientada de manera que el pico del lóbulo principal esté 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.

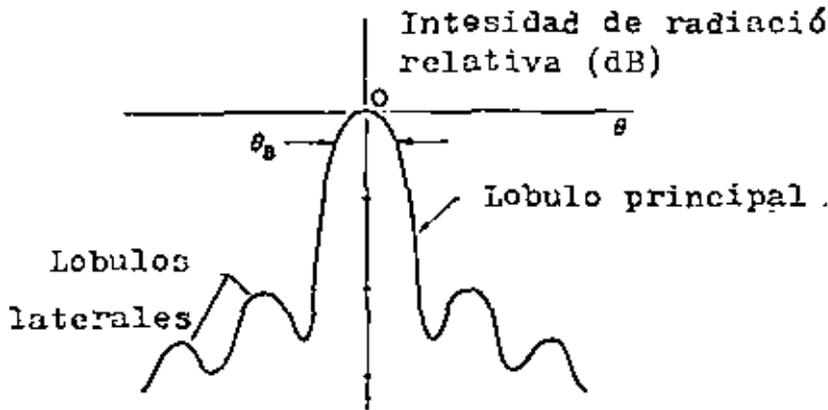
Una antena es un elemento recíproco. Esto es, la potencia a la salida de la antena cuando esta es utilizada como receptora para una onda radiada de una antena transmisora distante, será determinada por el patrón de intensidad de radiación. De esta forma, la potencia de salida será máxima para una fuente que esté 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, comúnmente 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 o 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).

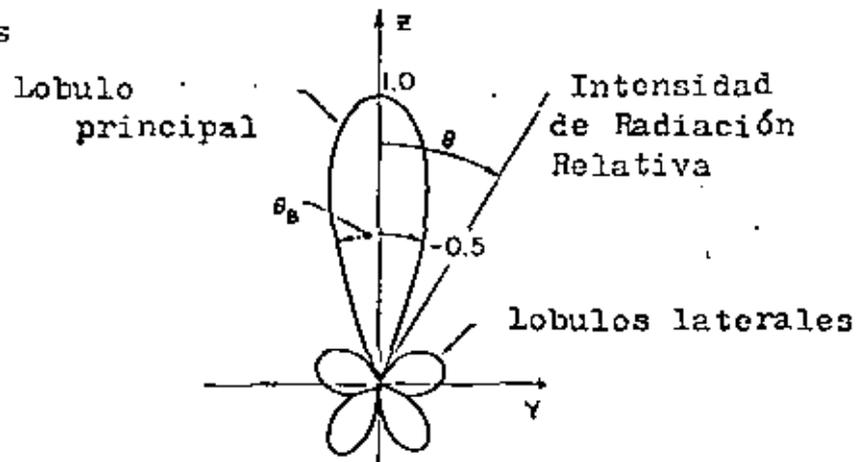
En un patrón de radiación lineal, se utiliza un sistema de coordenadas rectangulares donde en el eje de las abscisas esta indicada la variación angular ( $\theta$  ó  $\phi$ ) y en el eje de las ordenadas esta indicada la intensidad de radiación relativa ( $v(\theta, \phi)/v_m$ ) que puede también estar 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  $360^\circ$ . 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  $\theta_B$  y  $\theta_B$ . Esta separación angular puede estar dada en radianes o grados.



(a) coordenadas lineales



(b) coordenadas polares

#### 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 están relacionados 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. <sup>Mientras la ganancia directiva</sup> es una función de los ángulos  $(\theta, \phi)$  que deben ser especificados, la directividad es una constante que debe ser especificada en una dirección particular.

$$(4.13) \quad D = \frac{4\pi V_m}{P_{\text{rad}}} = \frac{4\pi V_m}{\iint V(\theta, \phi) d\Omega} \quad V_m = V(\theta, \phi)_{\text{max}}$$

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  $\theta_B$  y  $\phi_B$  son los anchos del haz en los dos planos ortogonales principales, el área del haz  $\Omega$  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  $\theta_B$  y  $\phi_B$  deben estar dados en radianes. Si  $\theta_B$  y  $\phi_B$  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.

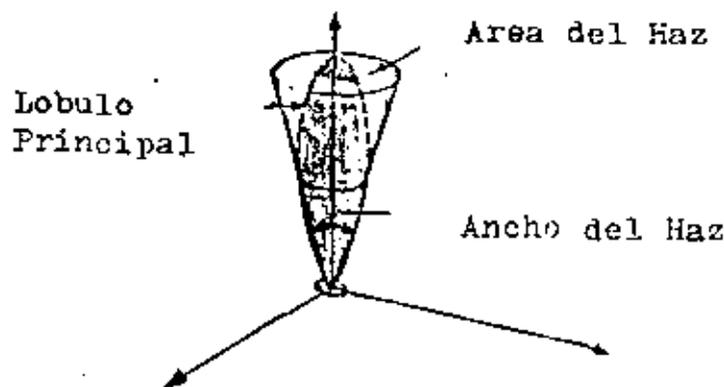


Fig. 4.6

La directividad,  $D$ , puede ser expresada en decibeles

como:

$$(4.18) \quad D_{db} = 10 \log_{10} D$$

La definición de la ganancia directiva esta 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:

$$(4.19) \quad \text{Intensidad de radiación} = V_0 = r^2 S_0 = \frac{P_{a.t.}}{4\pi} \left[ \frac{\text{Watts}}{\text{steradian}} \right]$$

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

$$G(\theta, \phi) = \frac{V(\theta, \phi)}{V_0} = \frac{V(\theta, \phi)}{P_{a.t.} / 4\pi}$$

$$(4.20) \quad \boxed{G(\theta, \phi) = \frac{4\pi V(\theta, \phi)}{P_{a.t.}}}$$

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).

$$(4.21) \quad \boxed{G = G(\theta, \phi)_{max} = \frac{4\pi V(\theta, \phi)_{max}}{P_{a.t.}}}$$

Ya que la eficiencia de radiación de la antena,  $K$ , es ta dada por

$$(4.22) \quad \boxed{P_{rad} = K P_e}$$

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 )

$$G_{db} = 10 \cdot \log_{10} G$$

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  $(\theta, \phi)$ , 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

$$(4.28) \quad \text{Relación Frontal} = \frac{D}{G_D(\theta, \phi)}$$

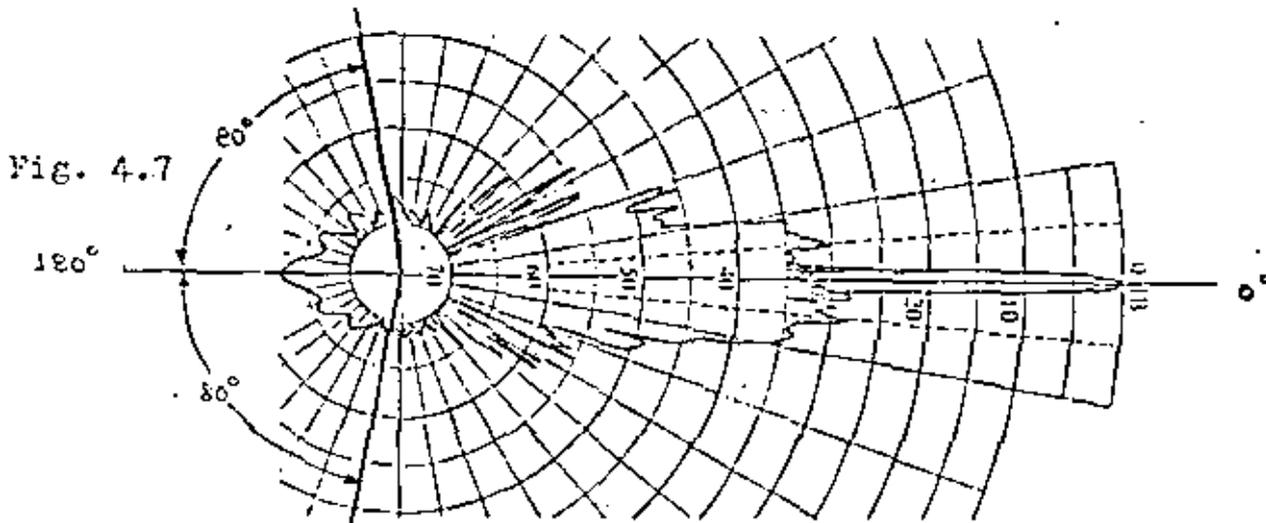
Trasera

en decibeles

( 4.29 )

$$\left[ \begin{array}{l} \text{Relación Frontal} \\ \text{Trasera} \end{array} \right]_{db} = D_{db} - G_D ( \theta; \phi )$$

La ganancia directiva generalmente es la del lóbulo de mayor intensidad localizado en la región de  $180^\circ \pm 80^\circ$ \* desde el lóbulo principal



\* Valor para antenas de alto desempeño, en antenas más 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 .

$$( 4.30 ) \quad - \quad A (\theta, \phi) = \frac{P_{a.r.}}{S_{\lambda}(\theta, \phi)} \quad m^2$$

Esta apertura esta relacionada con la ganancia de potencia por la expresión:

$$( 4.31 ) \quad - \quad A (\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi)$$

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  $A_e$

$$( 4.32 ) \quad - \quad A_e = A(\theta, \phi) \max$$

El área efectiva  $A_e$  esta relacionada con la verdadera área física  $A$  de una antena por,

$$( 4.33 ) \quad - \quad A_e = \eta A$$

donde  $\eta$  es llamada la eficiencia de la apertura y  $0 < \eta \leq 1$ . 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 ( $n = 1.0$ ).

La apertura o área efectiva,  $A_e$ , está relacionada con el área de la antena por la expresión

$$(4.34) \quad A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad [m^2]$$

De esta última ecuación, se ve que para una antena isotrópica donde la ganancia es igual a la unidad, su área efectiva está dada por

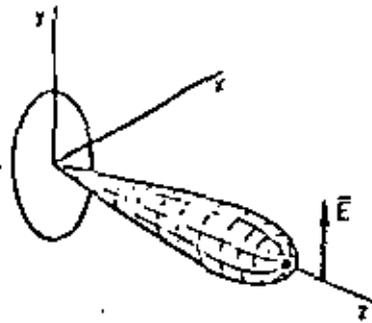
$$(4.35) \quad A_{e_{isot.}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

#### Polarización

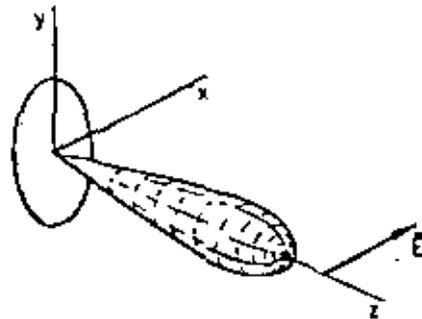
La polarización de una onda electromagnética, se define como la dirección del vector de campo eléctrico de la onda. La polarización de una antena, es por definición la polarización de la onda electromagnética radiada por ella en una dirección dada. El lóbulo principal del patrón de radiación, generalmente 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 está 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 está 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.

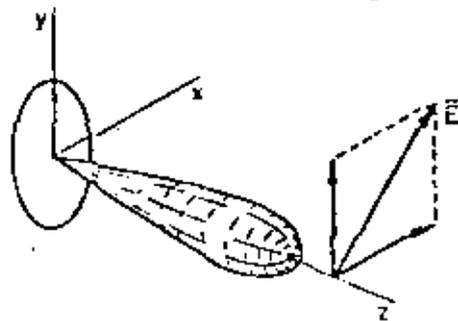
Algunos sistemas están diseñados, para transmitir ondas cuyo campo eléctrico tiene componentes vertical y horizontal pero que están fuera de fase en el tiempo. De este caso quizá el mas útil es la polarización circular, donde las componentes horizontal y vertical del campo eléctrico, tienen la misma magnitud pero estan  $\pm 90^\circ$  fuera de fase en el tiempo. Si la componente horizontal esta atrasada  $90^\circ$  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  $90^\circ$  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.



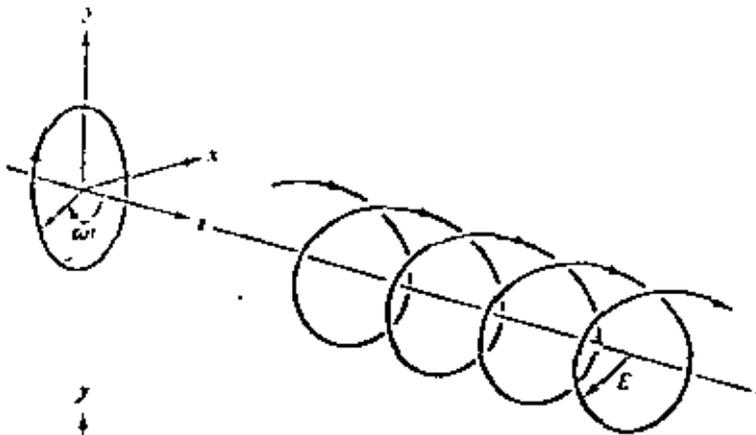
(a) Vertical



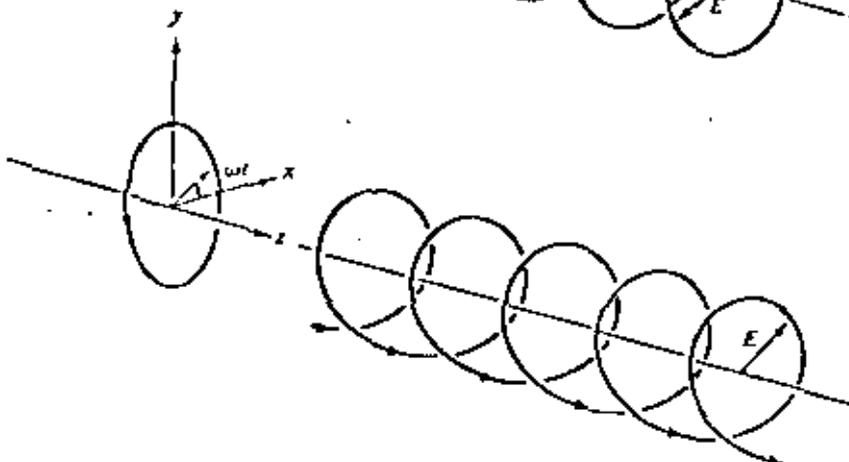
(b) Horizontal



(c) Línea 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.

$\alpha$  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

$$( 4.37 ) \quad \text{Discriminación de la Polarización Cruzada} = \frac{V_m}{V_{\text{max de la polarización cruzada.}}}$$

Comunmente esta cantidad viene especificada 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.

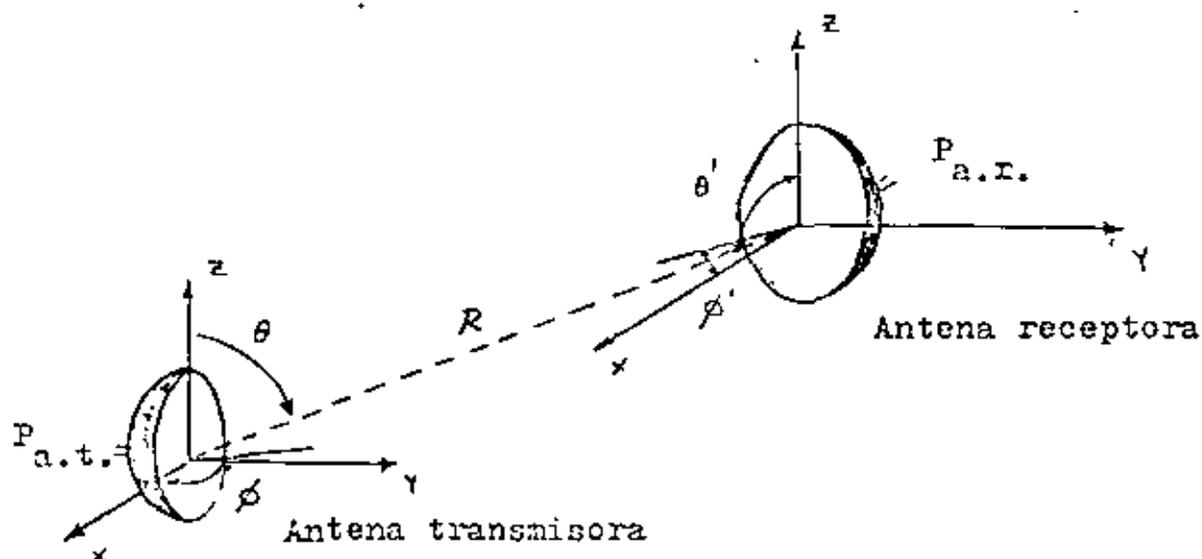


FIG. 4.9

Utilizando las ecuaciones (4.87) y (4.3) tenemos que

$$S_r(\theta, \phi) = \left[ \frac{P_{a.t.}}{4\pi R^2} \right] G_T(\theta, \phi) \quad (4.39)$$

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

toria 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:

$$\boxed{\left[\frac{P_{a.t.}}{P_{a.r.}}\right]_{ISOT} = \left(\frac{4 \pi R}{\lambda}\right)^2} \quad (4.44)$$

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 (4.42) 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)

$$\boxed{\frac{P_t}{P_r} = \frac{L_r L_t L_r}{G_T G_R}} \quad (4.49)$$

#### 4.5 OBSERVACIONES SOBRE LA PROGACION 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 refractivo 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 distancia 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, refracción, 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

$$L_{f_{db}} = 10 \log_{10} \left[ \frac{4}{3} \pi R_f (10^4) \right]^2$$

$$L_{f_{db}} = 20 \log_{10} \left[ \frac{4}{3} \pi \right] + 20 \log_{10} R + 20 \log_{10} f + 80$$

$$\boxed{L_{f_{db}} = 92.44 + 20 \log_{10} R + 20 \log_{10} f} \quad (4.52)$$

$R$  = 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 utilizando 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

$$\boxed{P_{r_{db}} = P_{t_{db}} + G_{T_{db}} + G_{R_{db}} + L_{f_{db}} + L_{t_{db}} + L_{r_{db}}} \quad (4.54)$$

$P_{r_{db}}$  = 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 PARABOLICA

A una frecuencia dada la ganancia de una antena parabolica 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 area efectiva esta relacionada con el area fisica de la parabola por la eficiencia de apertura  $\eta$ .

$$A_c = \eta A \quad (4.56)$$

Podemos considerar que el área física de una antena parabólica de diámetro  $D$  esta dada por

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad (4.57)$$

por lo tanto el área efectiva sera

$$A_e = \eta \frac{\pi D^2}{4} \quad (4.58)$$

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 unidad metricos se tiene que,  $D$  es expresa 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  $v = 7.842 \times 10^8$  pies/s.

$$G_{db} = 7.4 + 20 \log_{10} D + 20 \log_{10} f \quad (4.64)$$



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA Y SU RUIDO PERMITIDO

AGOSTO, 1982

## 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 será usado 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 trasladara 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.

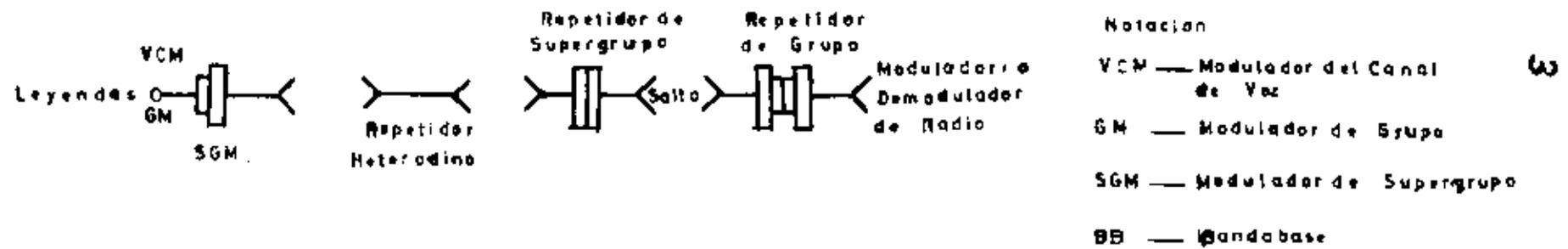
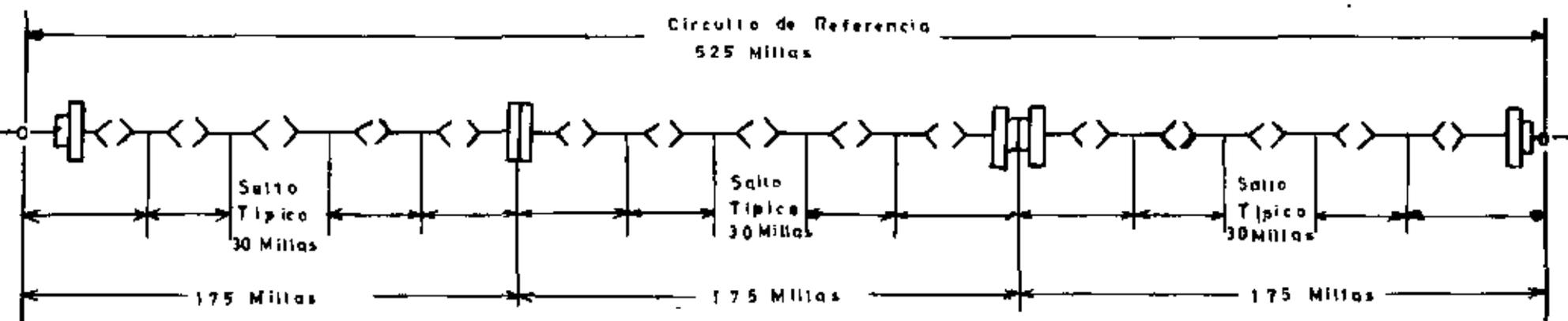
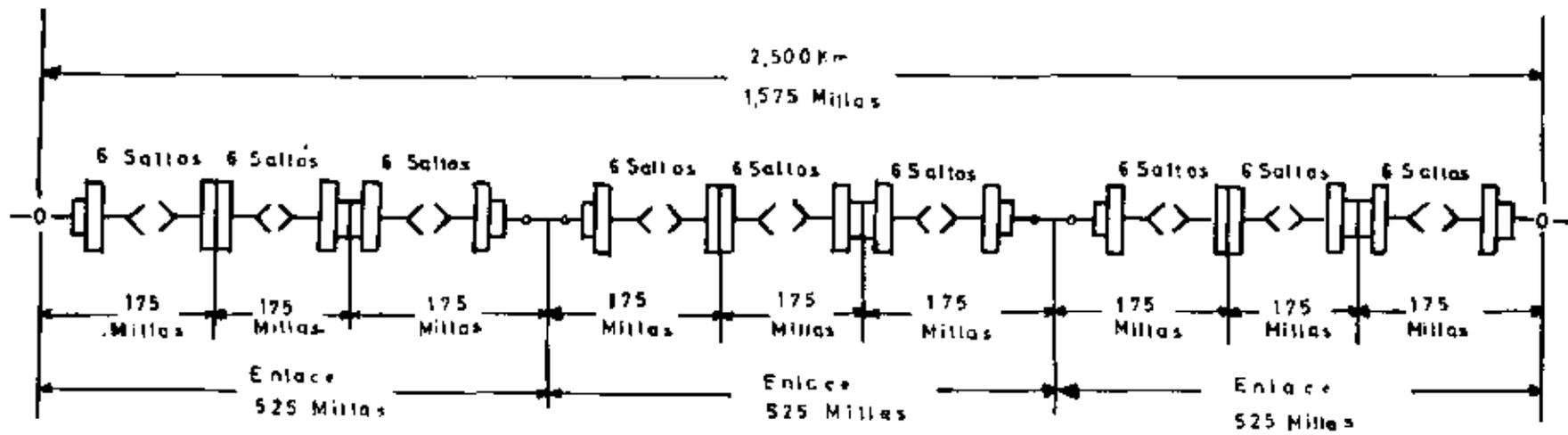


Fig. 1 CCIR Circuito hipotético de referencia para un radioenlace FM/FM

## 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 100 400 Kms.

3.- El circuito de referencia debe cumplir la recomendación 392.

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 352).

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 393-1 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 telefónicos 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.
- 47500pW 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 múltiplex, 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 aquéllas 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 psométrica 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 ( $7500 \text{ pWOp} / 2500 \text{ Km}$ )  $3 \text{ pWOp/Km}$ .
- 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  $280/2500 \times 0.1\%$  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 múltiplex - uniforme, es igual a  $-15 + 10 \log.N$  dBm para 240 canales telefónicos o más y  $-1+4 \log.N$  dBm de 12 a 240 canales telefónicos para un punto de nivel relativo cero, donde N es el número total de canales.

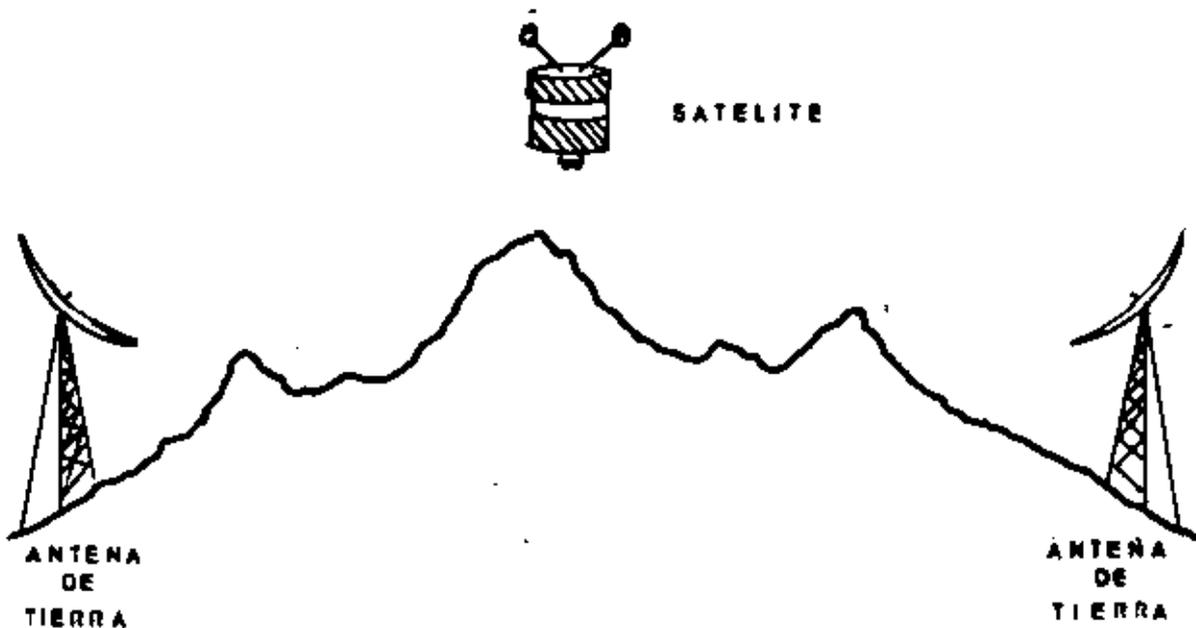


FIG.2: CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE TRANSMISION POR MICROONDAS

RECOMENDACIONES DEL RUIDO PARA SISTEMAS DE MICROONDAS SOBRE EL HORIZONTE.

Recomendación 397

Quando el sistema en consideración sea factible de realizarse con trayectorias con línea de vista, el ruido permitido debe de basarse en la recomendación 393.

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 353)

- 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 0.01% del tiempo para la confiabilidad del sistema. Se considera que los valores de 0.1% 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 0.01% 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 no 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 aleatoria. 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 de 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 kilómetros dan como resultado una razón señal a ruido térmico de 54.3 dB referidos a una señal de odBm. La razón señal a ruido por salto, considerando 54 saltos será de 71.6 dB ponderados con respecto a una señal de odBm.

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 complan 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	<u>100 pw</u>
TOTAL	400 pw

Lo cual queda dentro de los requisitos, ya que lo permitido es 417 pw por cada sección de modulación.

## ANALISIS 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:

$$\bar{N}_z = 10 \text{ KNO} + 1.44(z-k) N_0 \quad \text{--(1)}$$

donde

$\bar{N}_z$  = 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 (pesado) 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:

$$N_0 = \frac{\bar{N}z}{10z} = \frac{3750}{10 \times 50} = 7.5 \text{ pW}$$

$\bar{N}z$  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.

$$-19.8 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{3750} \quad \therefore P = 39.2 \text{ pW}$$

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 43750 pW, o sea

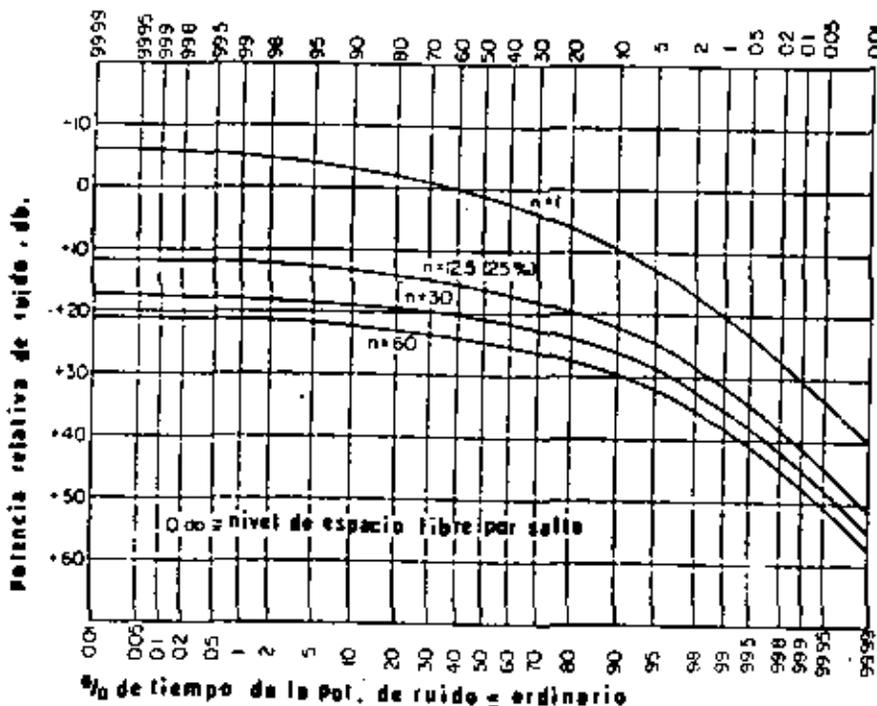
$$-41.2 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{43750}$$

$$P_n = 3.32 \text{ pW}$$

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. ( 3 ), se observa que la potencia de ruido en el espacio libre está 51 db por abajo de  $10^6$  pw o sea:

$$-51 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{10^6 \text{ pw}}$$

$$P_n = 7.9 \text{ pW no pesados}$$



FIG(3)

Distribución de la Probabilidad de la potencia de ruido para un sistema de radio de n saltos suponiendo un desvanecimiento con distribución Rayleigh sin diversidad

CALCULO DE LAS CARACTERISTICAS DE UN  
SISTEMA DE MICROONDAS POR LINEA DE VISTA

Señal de recepción sin desvanecimiento. Si se considera un circuito de 2500 kms. con 59 saltos, de aproximadamente 46 kms. cada salto, de acuerdo con el CCIR, la mitad del ruido pesado permitido (7500pw) correspondera al ruido térmico, o sean 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:

$$\frac{3750pw}{54} = 69.4 \text{ pw} = -71.6 \text{ dBm0}$$

La razón de señal de tono de prueba (0 dBm0) a 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. (A-3), permitiendo 2.5dB de carga psofométrica, 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/Nt de salida requerida en un canal particular de la banda base detectada (a la salida del demodulador de F.M.)

Esta razón se expresa como: 
$$\frac{S}{N_t} = \left(\frac{C}{N}\right)_i \left(\frac{B_n}{2B}\right) \left(\frac{F_d}{f_n}\right)^2 \dots$$

donde:  $\frac{S}{N_t}$  = razón de la señal (tono de prueba) al ruido té

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 (FI)

b= ancho de banda del ruido en el canal de voz

$F_d$  = desviación pico del canal de voz para un tono de 0 dBmC

$f_n$  = 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.

$$\frac{S}{N_t} = \left(\frac{C}{N}\right)_i \left(\frac{B_n}{2b}\right) \left(\frac{F_d}{f_m}\right)^2 = \left(\frac{C}{N}\right)_i \times \text{Factor de mejoramiento}$$

$f_m$  = frecuencia moduladora máxima de banda base

Estas ecuaciones son válidas para  $b \ll f_n$  y  $\frac{C}{N_i} \geq 10$  dB.

Considérese ahora un sistema de 600 canales de voz en los cuales se emplearán las siguientes consideraciones.

$B_n = 30\text{MHz}$

b = 3.1 Khz según recomendación No. 393-1 del CCIR

$F_d = 200 \text{ KHz} \sqrt{2} = 283 \text{ KHz}$  según recomendación No. 404-1 del CCIR.

$f_m = 2.54 \text{ MHz}$  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

$$\begin{aligned} \text{Factor de mejora} &= 10 \log \left( \frac{B_n}{2b} \right) \left( \frac{F_d}{f_m} \right)^2 = 10 \log \left( \frac{30 \times 10^6}{2 \times 3.1 \times 10^3} \right) \left( \frac{383 \times 10^3}{2.54 \times 10^6} \right)^2 \\ &= + 17.9 \text{ dB} \quad \text{----- (2)} \end{aligned}$$

$$\frac{C}{N_i} = \frac{S}{N_t} \frac{1}{\text{fact. de mejora}} = 69.1 \text{ dB} - 17.9 \text{ dB} = 51.2 \text{ dB}$$

La potencia de ruido disponible total referida a las terminales de entrada del receptor será:

$$N_i = K T_s B_n = K T_o B_n F_{op} \quad \text{----- (3)}$$

en dBs

$$N_i = 10 \log K T_o + 10 \log B_n + 10 \log F_{op} \text{ donde } K = \text{constante de Boltzman} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ watts-seg/}^\circ\text{K} \quad \text{----- (4)}$$

$T$  = Temperatura de ruido del sistema referido a las terminales de entrada del receptor

$T_o$  = Temperatura Kelvin = 293 °K

$F_{op}$  = Figura o cifra de ruido de operación del sistema receptor (para este caso se considerará de 10dB).

$$10 \log K T_o = 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 293) = -203.9 \text{ dBw}$$

$$N_i = -203.9 + 74.8 + 10 = -119.2 \text{ dBw} = -89.2 \text{ dBm}$$

$$C_i = N_i + 52.2 \text{ dB} = -89.2 \text{ dBm} + 51.2 \text{ dB} = -38 \text{ dBm}$$

De acuerdo con lo anterior, la potencia de por-

tadora requerida en la entrada del receptor en ausencia de desvanecimiento será de -38d Bm.

#### 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:

$$75000\text{pw} + 53 \times 6 = 75318 \text{ pw}$$

Sin embargo se despreciarán los 318 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 30% 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:

$$C/N_i = \frac{S}{N_t} \text{ (dB)} - 17.9 \text{ dB no ponderados.}$$

$$S/N_t = 0\text{dBm0} - (-94.7\text{dBm0}) = 94.7\text{dB}$$

$$C/N_i = 94.7 - 17.9 = 76.8\text{dB}$$

$$N_i = -89.2\text{dBm}$$

$$C_i = 76.8 + (-89.2\text{dBm}) = -12.4\text{dBm media (en el espacio libre)}$$

Esto es, la potencia de recepción (en el espacio libre) requerido para preveer o compensar los efectos de desvanecimiento con distribución Rayleigh en los 16 saltos. Compárese con  $C = -38\text{dbm}$  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 pasabanda.	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. 46.3kms.	+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	+61.8dBm =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 <sup>1)</sup>, 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 prede-  
tección, 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 co-  
rrelacionados 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 se 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 18dB para doble diversidad para una confiabilidad de propagación del 99.99% empleando combinación de igual ganancia.

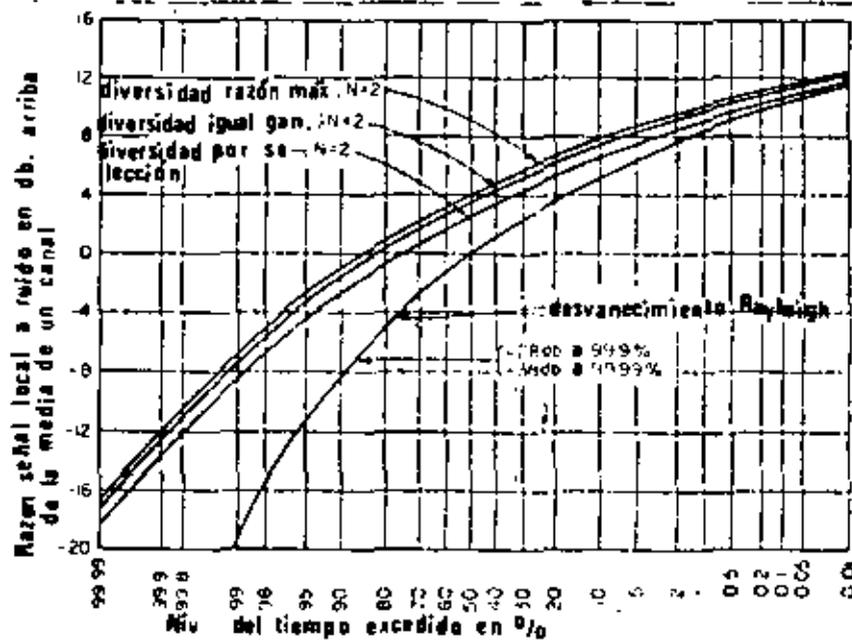


FIG. (4) Distribución con doble diversidad

Mejoramiento debido a la ecualización de banda base.-

El ruido blanco en banda base en ausencia de una red 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 con 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 prueba)

$$= 5 - 10 \log \left[ 1 + \frac{6.90}{1 + \frac{5.25}{\left( \frac{f_r}{f} - \frac{f}{f_r} \right)^2}} \right] \text{ dB} \quad (5)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia de resonancia de la red ( $f_r = 1.25 f_{max}$ ), y  $f_{max}$  es la frecuencia más alta del canal telefónico en la banda base del sistema.

Tabla 1.

máximo número de canales telefónicos	fmax KHz	fr KHz
24	108	135
60	300	375
120	552	690
300	1300	1625
600	2660	3325
960	4188	5237
1800	8204	10255

Frecuencias características para redes de preénfasis y deénfasis empleadas en sistemas telefónicas con FDM.

La fig. ( 6 ) muestra las redes básicas empleadas para preénfasis y deénfasis y los valores de fmax y fr 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  $0.608 f_{m\acute{a}x}$ .

Se observa que la gamá de las características de preénfasis es de  $\pm 4$  dB a partir del valor medio. El mismo mejoramiento posible en la razón señal ruido en cualquier canal es obtenido cuando la potencia promedio de la señal multicanal permanece constante con la presencia de las redes de enfasis.

Se puede esperar una mejora de 5.4dB<sup>I</sup> 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 si 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 escogan 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	16 dB
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 continuación se hará el calculo de las características de funcionamiento del circuito de referencia de 2500 kms.

#### FORMULAS

1.- Ganancia de antena en DBi

$$G = 10 \log. 0.54 \left( \frac{D}{\lambda} \right)^2$$

donde D es el diámetro de la antena expresada en metros  
 $\lambda$  es la longitud de onda de la frecuencia de operación en metros.

2.- Pérdida de transmisión en el espacio libre entre antenas isotrópicas.

$$L_b = 32.46 + 20 \log d(\text{kms}) + 20 \log f(\text{MHz})$$

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)

$$N_i = 10 \log (kT_o) + 10 \log BIF + F_{op}$$

donde  $k$  = constante de Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  Joules/ $^{\circ}K$ )

$$T_o = 290 \text{ } ^{\circ}K$$

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.

$$C_i = \frac{S}{N_t} + F_{op} + 10 \log kT_o + 10 \log 2b + 20 \log \left( \frac{F_{op}}{F_d} \right)$$

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 0dBm

$b$  = 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.

$$\frac{C}{N_i} = \frac{S}{N_t} + 10 \log 2b - 10 \log BIF + 20 \log \frac{f_m}{F_d}$$

Datos para el diseño

$$BIF = 30 \text{ MHz}$$

$$F = 10 \text{ db}$$

$$k = 1.83 \times 10^{-23} \text{ Joules/}^{\circ}K$$

$$T = 290 \text{ } ^{\circ}K$$

$$F_d = (200 \text{ KHz rms}) (1.414) = 283 \text{ KHz}$$

$f_2 = 2536 \text{ KHz}$  frecuencia inferior de salida del canal de voz superior en un sistema multicanal ( en KHz)

$f_1 = 2540 \text{ KHz}$  frecuencia superior de salida del canal superior de voz en un sistema multicanal ( en KHz)

$$f_m = (f_1 + f_2) / 2 = 2538 \text{ KHz}$$

$$b = 3 \text{ 100 Hz}$$

### Cálculos

La potencia de ruido térmico a la entrada del receptor  $N_t$ , es.

$$\begin{aligned} N_T &= 10 \log Kto + 10 \log BIF + Fop \\ &= 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 290) + 10 \log (30 \times 10^6) + 10 \\ &= -204 + 74.8 + 10 = -119.2 \text{ dBW o } -89.2 \text{ dBm} \end{aligned}$$

la potencia de ruido media por hora en la peor hora es igual a 7500 pw ponderados, de las cuales 3750pw son con tribuidos por el ruido térmico.

$$\begin{aligned} \text{la potencia del ruido térmico para el sistema total es} \\ -90 + 10 \log 3750 &= -90 + 35.7 = -54.3 \text{ dBm (ponderados)} \\ &= -51.8 \text{ dBm (no ponderados)} \end{aligned}$$

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.

$$\begin{aligned} C &= \frac{S}{N_T} + Fop + 10 \log KTO + 10 \log 2b + 20 \log \frac{f_m}{F_d} \\ &= 69.1 + 10 \log (1.38 \times 10^{-23} \times 290) + 10 \log 6200 + 20 \log \frac{2538}{28.3} \\ &= 69.1 + 10(-20.4) + 37.9 + 19 = 68 \text{ dBW o } -38 \text{ dBW.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{La portadora al ruido ( en dB)} &= C - N_t = -68 + 119.2 \\ &= 51.2 \text{ dB.} \end{aligned}$$

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.

$$P_t = -38\text{dBm} + 10.0\text{dB} - 80\text{dB} + 138.4\text{dB}$$

$$30.4\text{dBm} = 1.1\text{watts}$$

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  $10 \log (KTBF) + 10 = -109\text{dBW} = -79\text{dBm}$  dado que la potencia de portadora de recepción media se ha calculado como  $-38\text{dBm}$ , 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 ( )

$$\frac{S}{NT} = \left(\frac{C}{N}\right) \left(\frac{B}{26}\right) \left(\frac{Fc}{fm}\right)^2 = 31\text{dB}$$

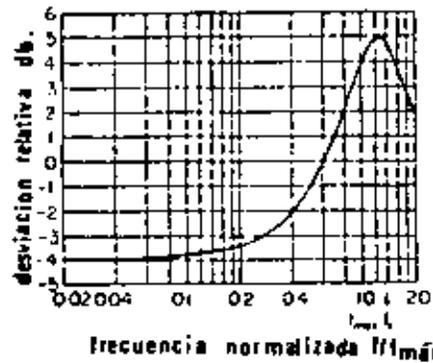
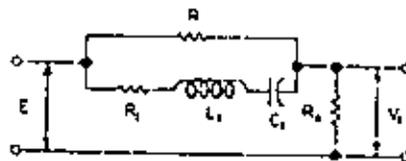


FIG. (5) Característica de preénfasis para sistemas telefónicos FDM



(a) Red básica de Preénfasis

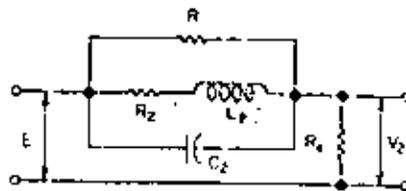
$$R = 18 R_1$$

$$R_1 < 0.01 R_2 \text{ o } 1$$

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 0.79 R_2$$

$$f = 1251 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}$$

donde  $f_{\max}$  es la frecuencia más alta de la banda base



(b) Red básica de deénfasis

$$R = 18 R_2$$

$$R_2 < 0.02 R_1 \text{ o } 1$$

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1.47 R_1$$

$$f = 1251 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_2}}$$

Nota: tolerancias para ambas redes  
resistores  $\pm 1\%$  capacitores  
 $\pm 540, f_r \pm 5\%$  (L resonante con C)

FIG. (16) Redes básicas de preénfasis y deénfasis para sistemas telefónicos con FDM

A P E N D I C E

## 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 dBm. Si la potencia de 1 mwatt se distribuye en una banda de - - -

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.

dBrc.-

La abreviación dBrc se establece para los dB arriba del ruido de referencia y este término fué establecido para usarse con el medidor de ruido 2A. El medidor de ruido 2A fué 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 dBrc 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 82dBrc.

La ponderación de línea 144 no se emplea actualmente y sólo se menciona como referencia.

El medidor de ruido actual fabricado por la

Bell System es el 3A el cual incluye una ponderación de mensaje C. La unidad de medición es el dBrnc, y un tono de 1000 Hz con un nivel de 0dBm, produce una lectura de +90dBrnc. 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 dBrnc. Para propósitos prácticos, la potencia de ruido originará una lectura de 6.5 dB más en dBrnc que en dBa. Así un ruido blanco distribuido uniformemente en una banda de 3KHz es atenuado 8 dB por la 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 atenúan en forma diferente en función de la frecuencia, 1 mwatt de ruido plano produce 82 dBa de efecto inferferente 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 puede calcular 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 dBrn (línea 144), 85 dBa (línea FIA) y 90 dBrnc (mensaje C).

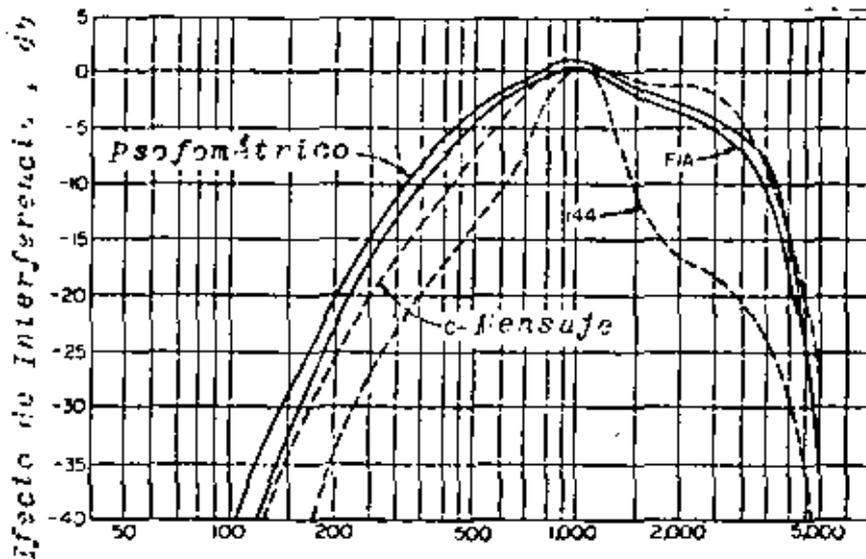
#### VOLTAJE PSOFOMETRICO.

El voltaje psofométrico se mide con un psófometro 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-

je producido en las terminales de una resistencia de 600 ohms es de 0.775 volts.

La lectura generalmente se establece en mili - volts ponderados psofométricamente.

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 psofométricamente. Así los valores - de ruido normal son negativos.

Para convertir del Bm0p a dBa, se realiza de -

la siguiente manera:

$$dBa = 10 \log PW - 6 = dBmOp + 84$$

PWp

El término PWp se emplea para la potencia de ruido absoluto en Picowatts, medidos con un psfómetro con ponderación CCIF1951. Corresponde a -90 dBm, ponderados psfométricamente, ó -90 dBmp. el PWp se puede obtener de la lectura psométrica, en milivolts ponderados por la siguiente expresión.

$$PWp = \frac{(\text{voltaje en el psfómetro en mV})^2}{6} \times 10^4$$

#### 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-2 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 psfométrica CCIF1951.

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

---

AGOSTO, 1982

I.- EQUIPOS TRANSCPTORES.

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 conversores 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:

$$f_{IF} = \Delta f (2n + 1)/4$$

donde  $\Delta f$  es la separación entre frecuencias de transmisión y recepción.

$n$  es un número entero positivo.

El valor de  $n$  está determinado principalmente por el factor 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.

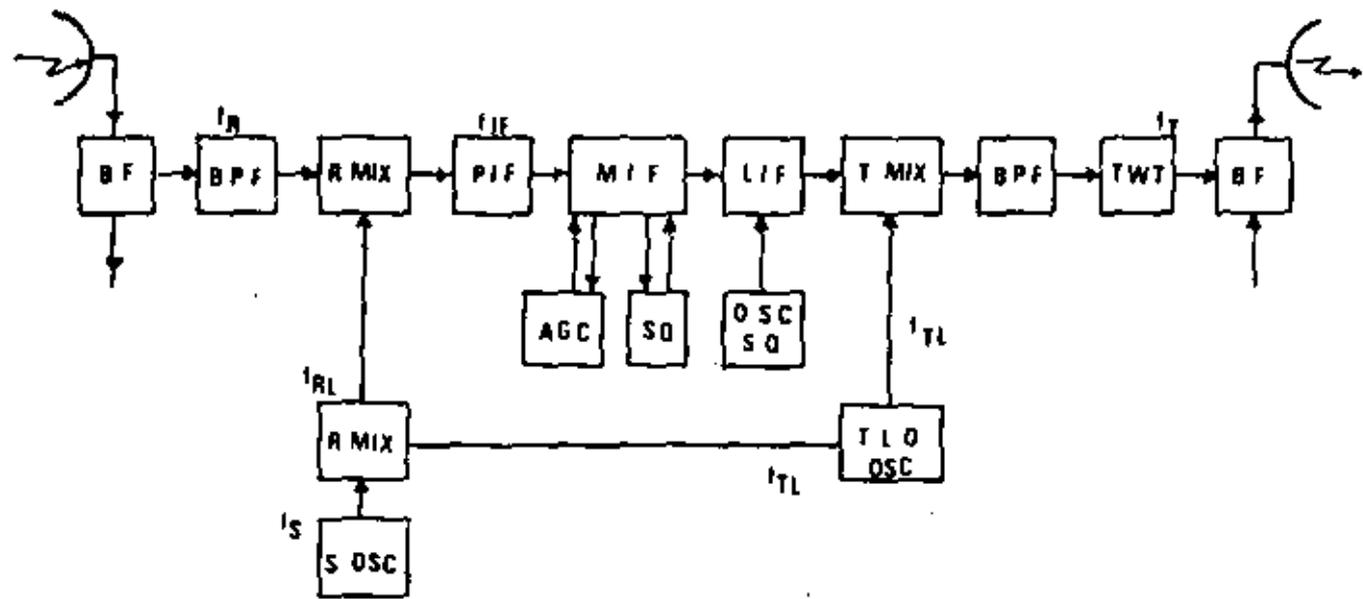
En la fig. 1.1 se indica el diagrama esquemático fundamental de un repetidor heterodino.

Como puede observarse la señal  $f_R$  que entra en el equipo vía 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 deseables 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  $f_{RL}$  y convertida en la frecuencia intermedio  $f_{IF}$ . 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.F.



B.P.F.	Filtro de paso de banda
B.F.	Filtro de derivación
R.MIX.	Mezclador de recepción
T.MIX.	Mezclador de transmisión
P.I.F.	Preamplificador
M.I.F.	Amplificador principal de F.I.
L.I.F.	Amplificador de F.I. posterior
SQ.	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 F.I. para que la potencia de salida de F.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 F.I. por debajo de cierto nivel, desconecta el circuito de la etapa final del amplificador principal de F.I. para suprimir ruidos, y al mismo tiempo, excita el 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:

$$f_R = f_{RL} - f_{IF} ; f_T = f_{TL} - f_{IF} ; f_{RL} = f_{TL} \pm f_s$$

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 sólo 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 sólo 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 mas común de todos, como oscilador de microondas y solia 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 sólo 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 habida 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 heteródino ofrece las siguientes ventajas:

- (a) Debido a que no se efectúa modulación-demodulación en cada punto de repetición, esta evita el efecto 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 heteródino ha venido pasando diferentes etapas de desarrollo, tales como las que se detallan a continuación.

El repetidor del sistema SF-IB japonés, empleaba un tubo klystron na-

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 el 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 atrayente 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

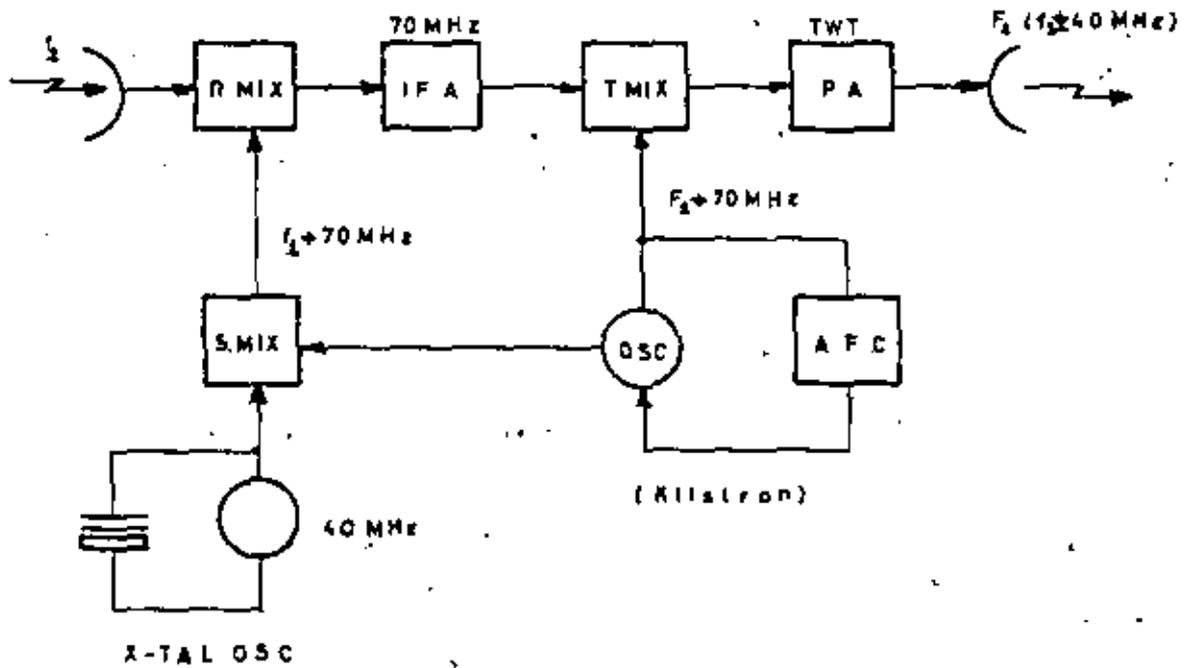


FIG. 1.2

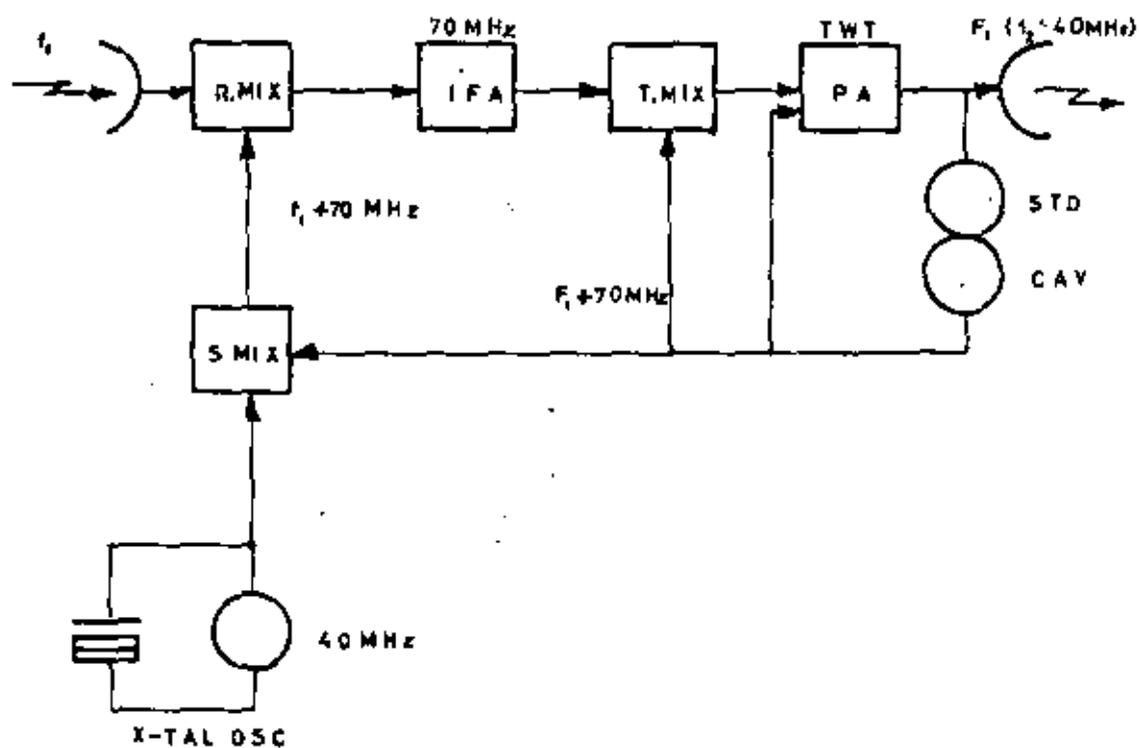


FIG. 1.3

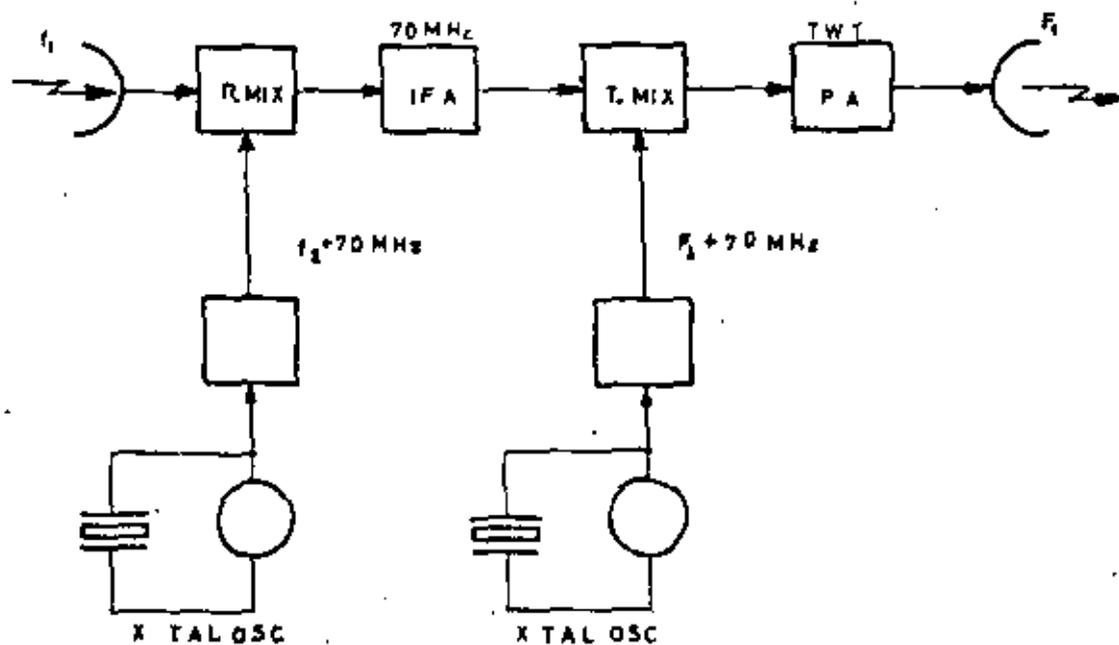


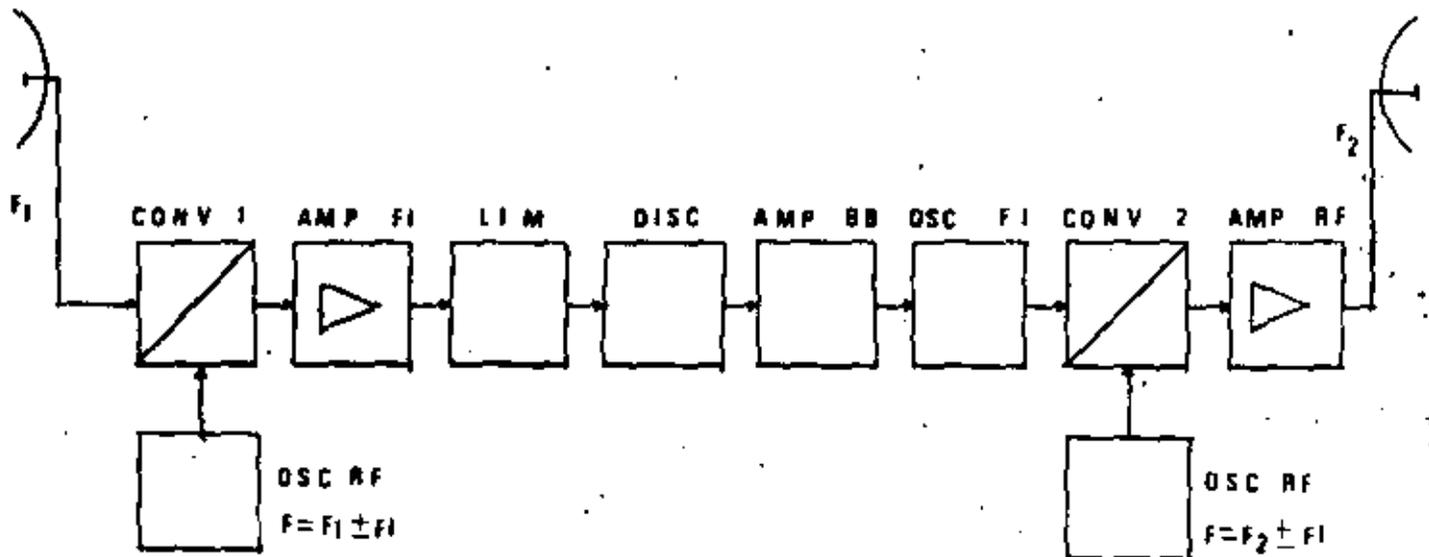
FIG. 1.4

Suministro de Señales de Oscilación Local

### Repetidor por Detección.

Este sistema discrimina la señal de radiofrecuencia 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 enlazan 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.



### 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.

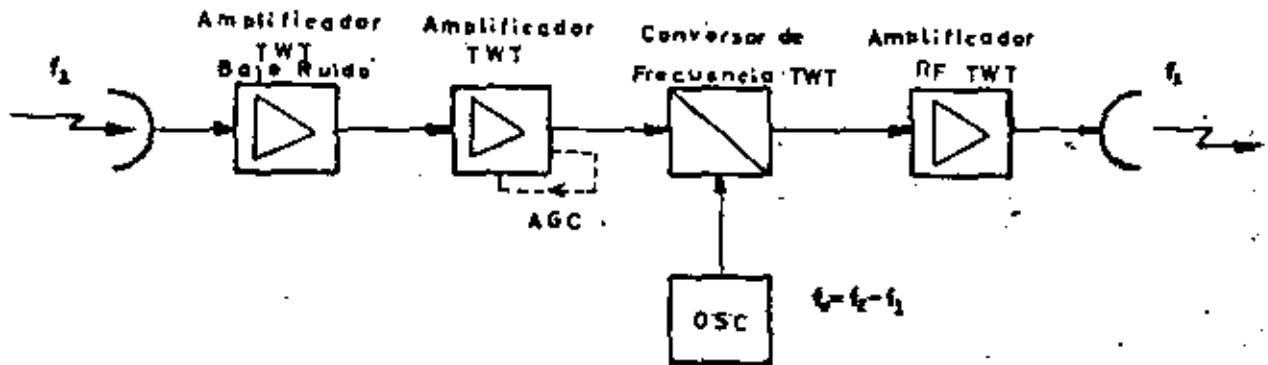
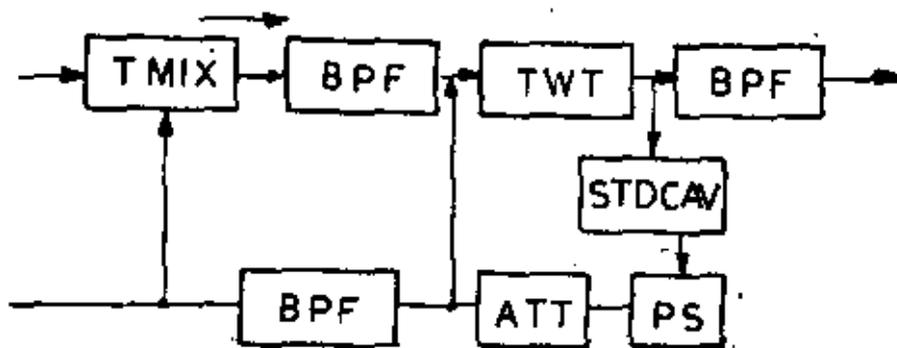


FIG. 1.6

Repetidor Directo



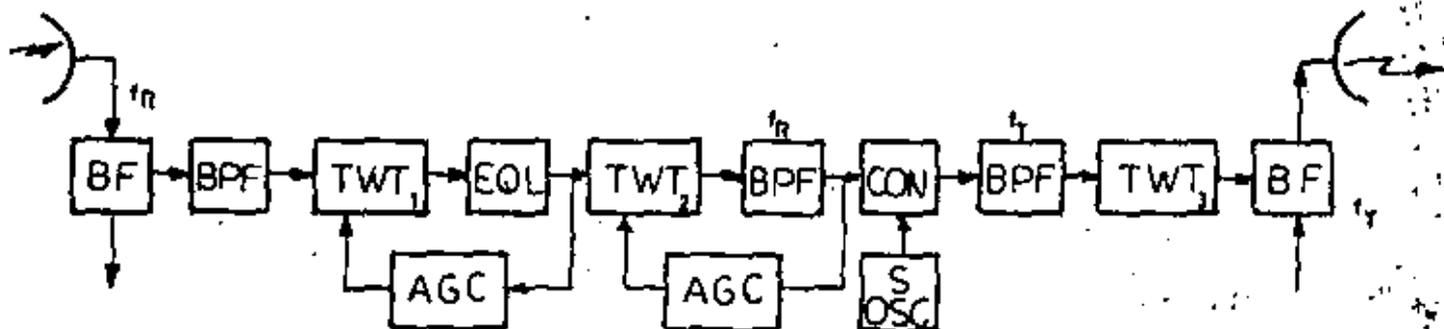
STDCAV: Cavidad de referencia.  
 PS: Cambiador de fase  
 ATT: Atenuador variable.

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 transformarse 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

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 éste circuito, la supervisión de las repetidoras intermedias, la transmisión de códigos de control y la comunicación telefónica de servicio.

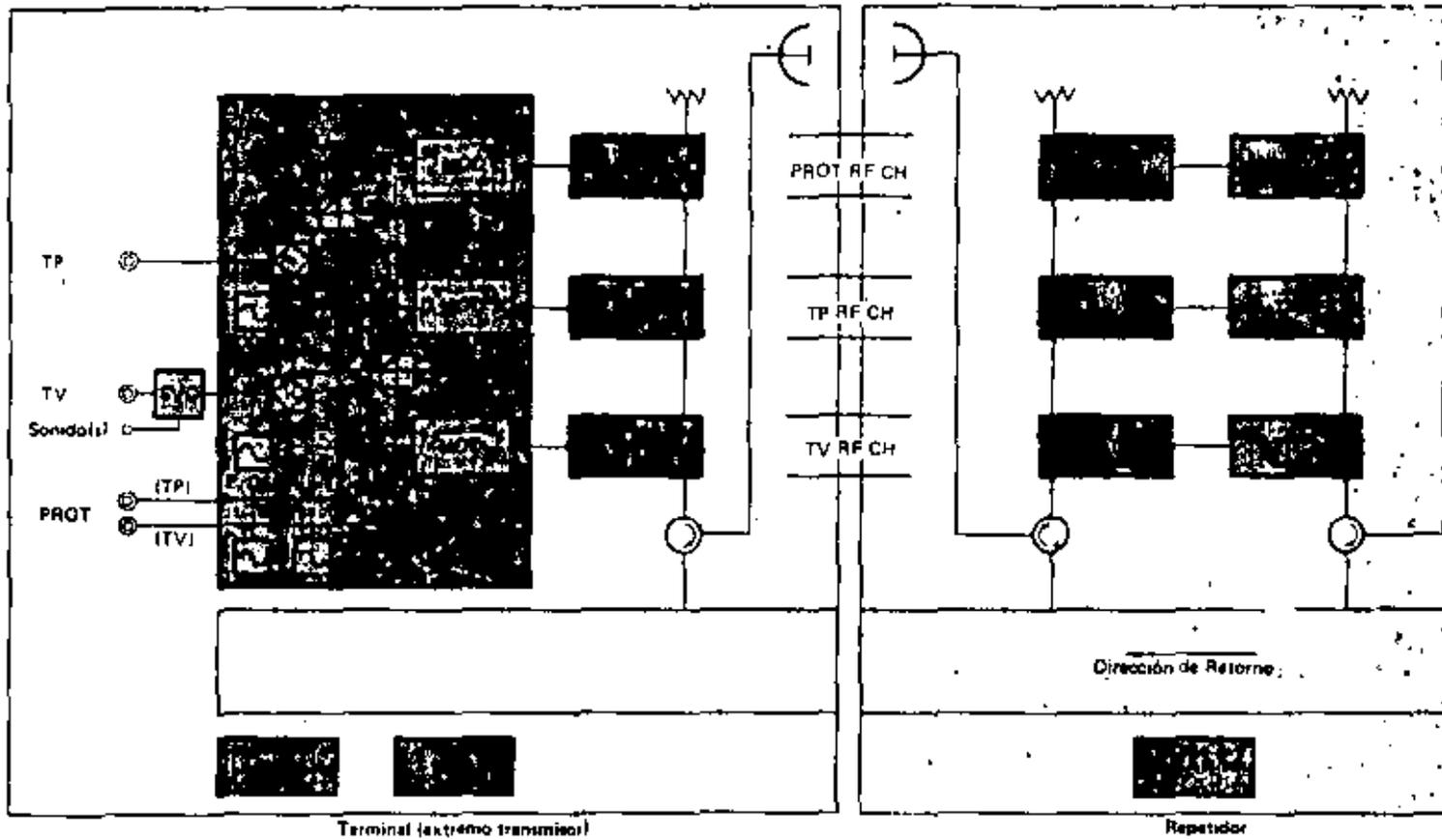
Este circuito de reserva se establece por diversos sistemas, siendo los principales los siguientes.

- (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 multiplex alojadas en los enlaces de trabajo.

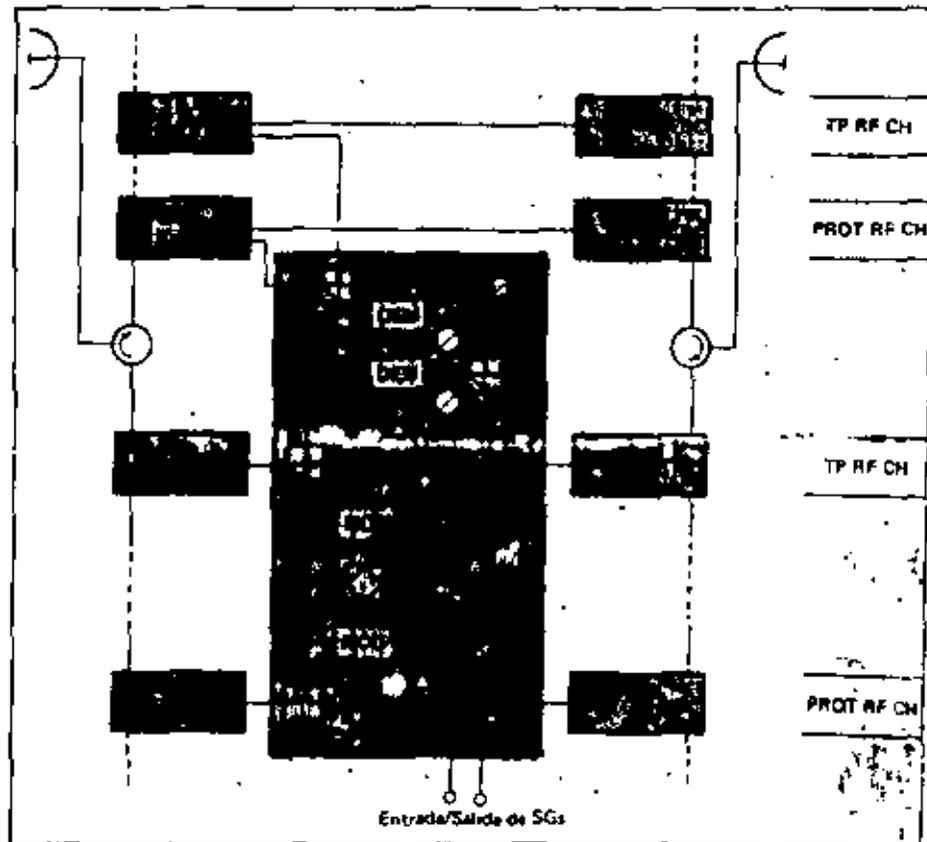
# Configuración de Sistemas

(Ejemplos)

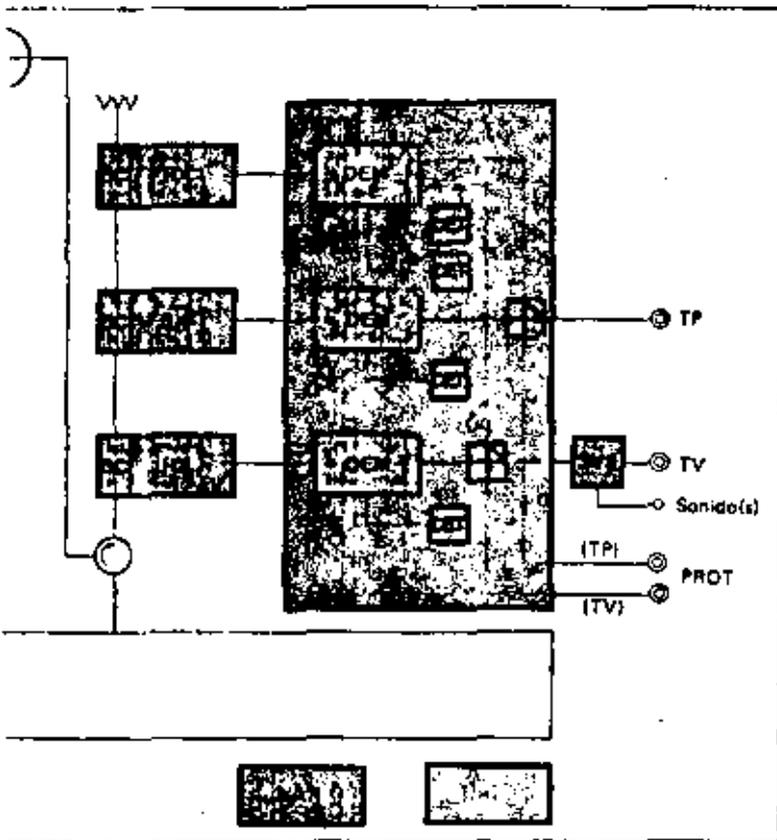
TP + TV + PROT : 1 + 1 + 1



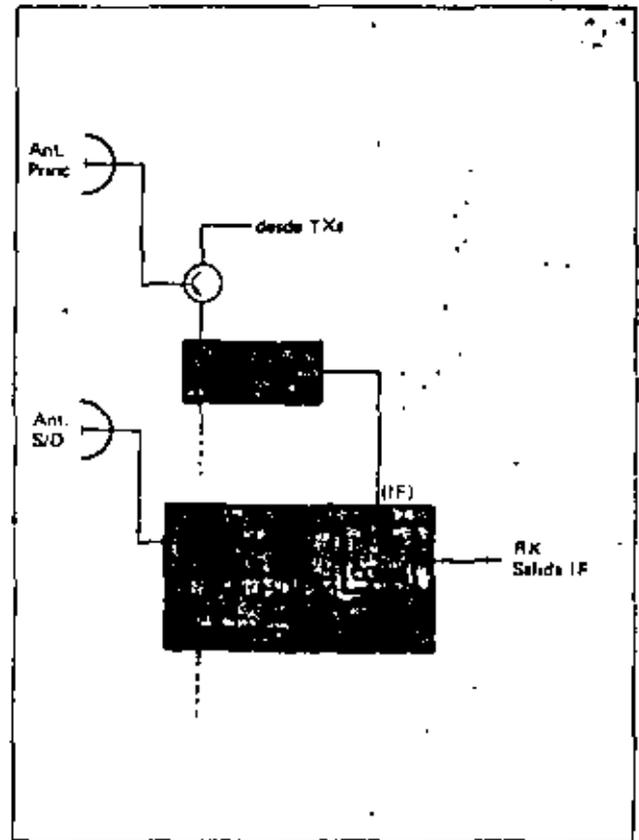
## Extracción/Inserción de SGs en Estación Repetidora (Inserción IF)



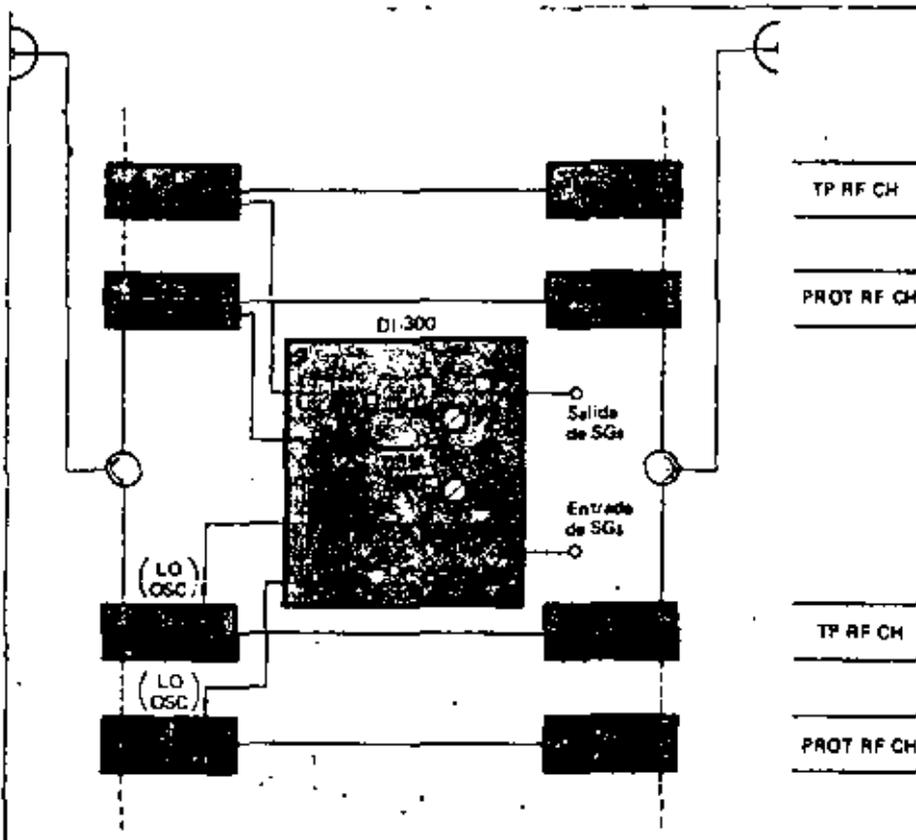
Sistema de Recepción de Diversidad de Espacio



Terminal (extremo receptor)



Extracción/Inserción de SGs en Estación Repetidora (Inserción Local)



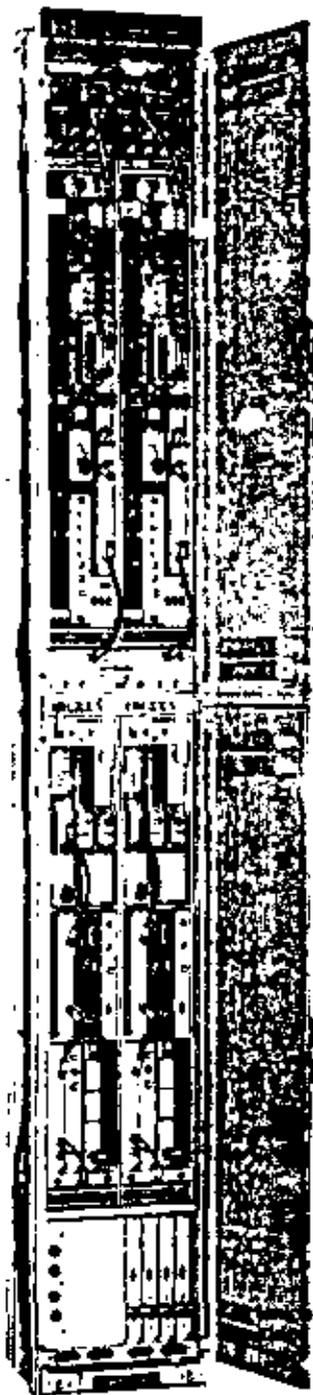
Abreviaturas:

- TP Telefonía
- TV Televisión
- PROT Protección
- TX Transmisor
- RX Receptor
- BC Circuito de Derivación (instalado en el Transmisor TRX)
- MOD Modulador
- DEM Demodulador
- SVC Combinador de Sonido-Visión
- SVS Separador de Sonido-Visión
- SW Interruptor
- COMB Combinador
- DET Detector (Piloto y/o Ruido)
- OSC Oscilador
- P Piloto
- NAL Equipo de Control de Conmutación de Protección
- NAR Equipo de Supervisión (o Control) Remoto
- CH Canal

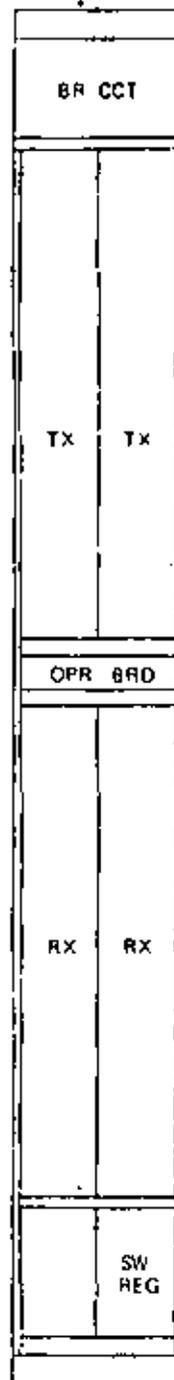
# TR-2G960

## Características Sobresalientes

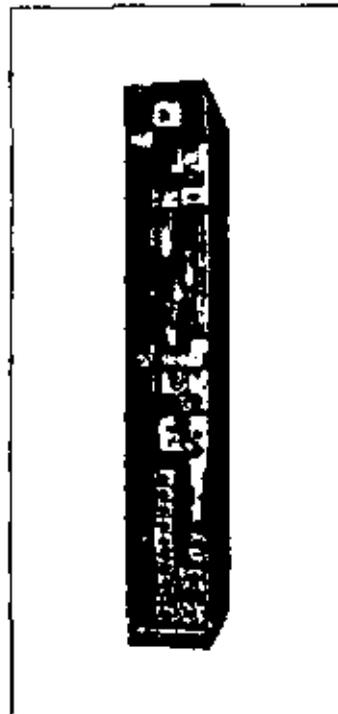
- Todo a Estado Sólido con MIC  
(Circuito Integrado de Microonda)
- Mínimo Consumo de Energía.
- Casi sin necesidad de Mantenimiento.
- Mínima Figura de Ruido.
- Construcción de Unidades en Sub-bastidores



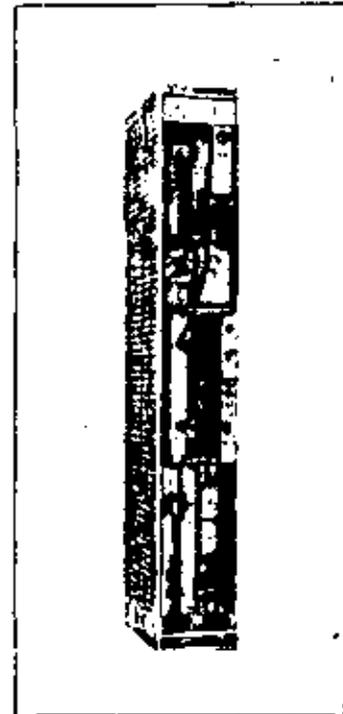
des TR en un  
200 mm de ancho)



Unidad Transmisora (TX)



Unidad Receptora (RX)



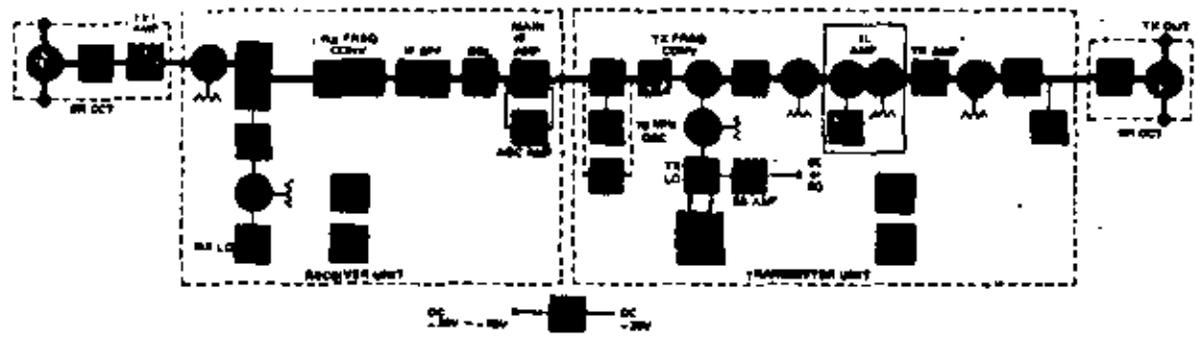


Diagrama de Bloques Típico

(Acortado de Fig. 1)

## Comportamiento

Banda de Operación de Radio-Frecuencia:	1700 ~ 2300 MHz (CCIR Hrv. 182.2)
Capacidad de Transmisión:	300/600/900 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 Auido del Receptor: (en el Punto de Prueba)	6.5 dB/3.5 dB con Amp. FET
Estabilidad de Frecuencia del Oscilador Local:	$55 \times 10^{-5}$
Frecuencia de Desplazamiento:	213 MHz
Respuesta de Amplitud/Frecuencia: (para 20 MHz, RF a IF ó IF a RF)	0.2 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para 20 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
Consumo de Energía	6.5W/TR    13.2W/TR    28.5W/TR
Dimensiones: (Anchura x Profundidad x Altura)	260 x 225 x 2100 mm
Peso *	90 kg

\* Equivale con dos transmisoras, dos receptoras e instalaciones auxiliares en un solo bastidor.

# TR-4G1800

## Características Sobresalientes

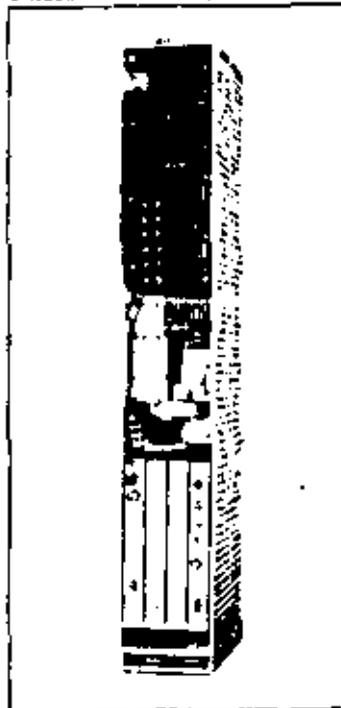
- Todo a Estado Sólido para Transmisión de hasta 1800 Canales
- Largo Intervalo de Mantenimiento
- Amplificador Transistorizado de 4 GHz
- Mínima Figura de Ruido
- Mínimo Consumo de Energía
- Construcción de Unidades en Sub-bastidores



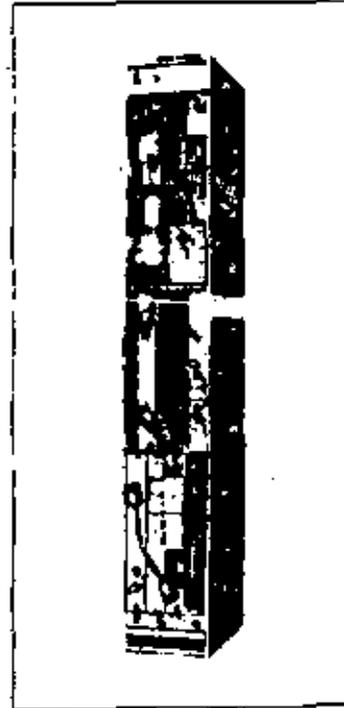
(2 Unidades TR en un bastidor  
210 mm de ancho)



Unidad Transmisora (TX)



Unidad Receptora (RX)



# Comportamiento y Diagrama de Bloques

TR-4G18

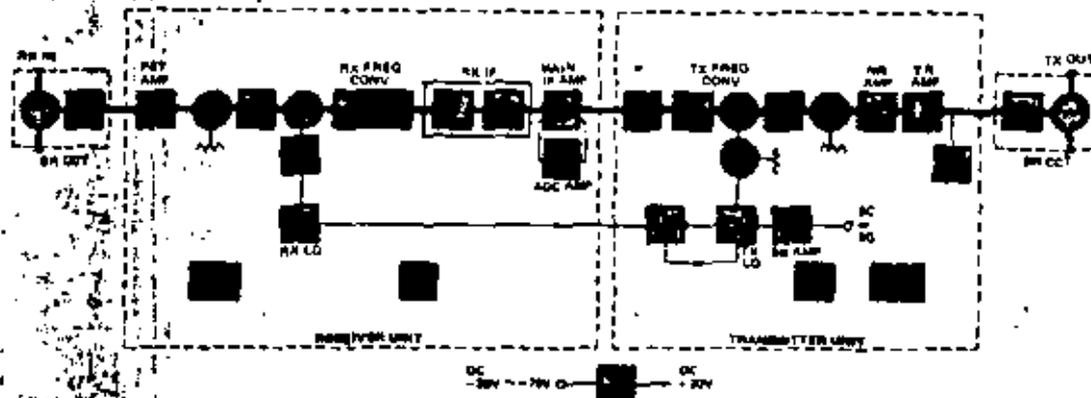


Diagrama de Bloques Típico

## Comportamiento

Rango de Operación de Radio-Frecuencia:

3803.5 ~ 4203.5 MHz (CCIR Rec. 382-2)

3400 ~ 3900 MHz (OIRT-1, OIRT-2)

300/600/900/1200/1800 C ó TV en color + 4 C de Sonido

20 dBm ó 27 dBm ó 30 dBm ó 35 dBm ó 37 dBm

Características de Transmisión:

Potencia de Salida del Transmisor:

(en el Punto de Prueba)

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:

$15 \times 10^{-5}$

Frecuencia de Desplazamiento:

213 MHz (CCIR Rec. 382-2, OIRT-1)

265 MHz (OIRT-2)

Estabilidad de Frecuencia de Desplazamiento:

±30 kHz

Respuesta de Amplitud/Frecuencia:

(para 18 MHz, RF a IF ó IF a RF)

0.2 dB

Características del Tiempo de Retardo:

(para 18 MHz, de RF a RF)

1.0 ns

Características de Ganancia Diferencial:

(para 18 MHz, de RF a RF)

0.5%

Consumo de Energía (a -20°C)

-20°C -20°C -20°C -20°C -20°C -20°C

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:

260 x 225 x 2100 mm

(Ancho x Profundidad x Altura)

Peso:

100 kg

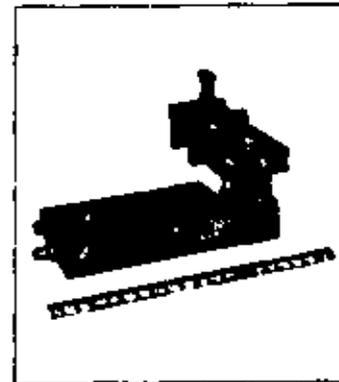
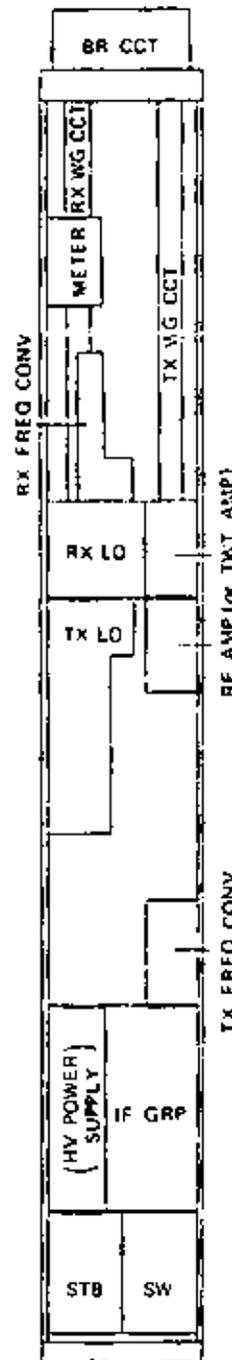
\* Equipado con dos transmisores, dos receptores e instalaciones auxiliares en un 40to básico.

TR-6G1800  
 TR-7G1800  
 TR-8G1800

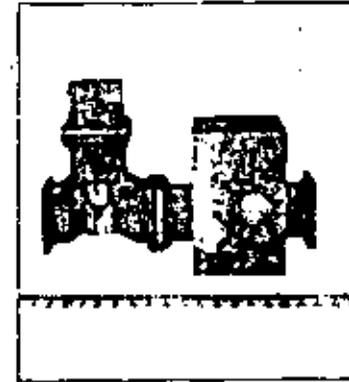
## Características Sobresalientes

- 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 desea también está a disposición el Amplificador TWT de larga duración de 11.5W de Salida en lugar del Amplificador NR.



Convertidor de Frec. del RX



Amplificador TWT

### 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  $\pm 8$  MHz, RF a IF ó IF a RF)

Características del Tiempo de Retardo  
 (para  $\pm 8$  MHz, de RF a RF)

Características de Ganancia Diferencial:  
 (para  $\pm 8$  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

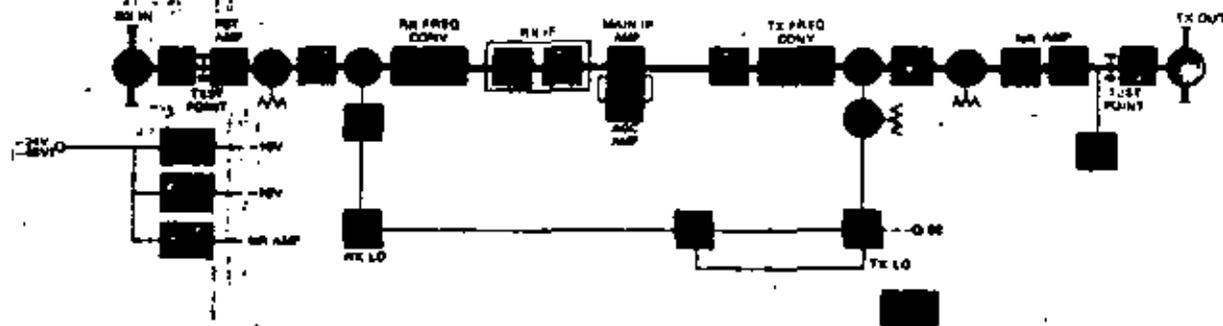


Diagrama de Bloques Típico

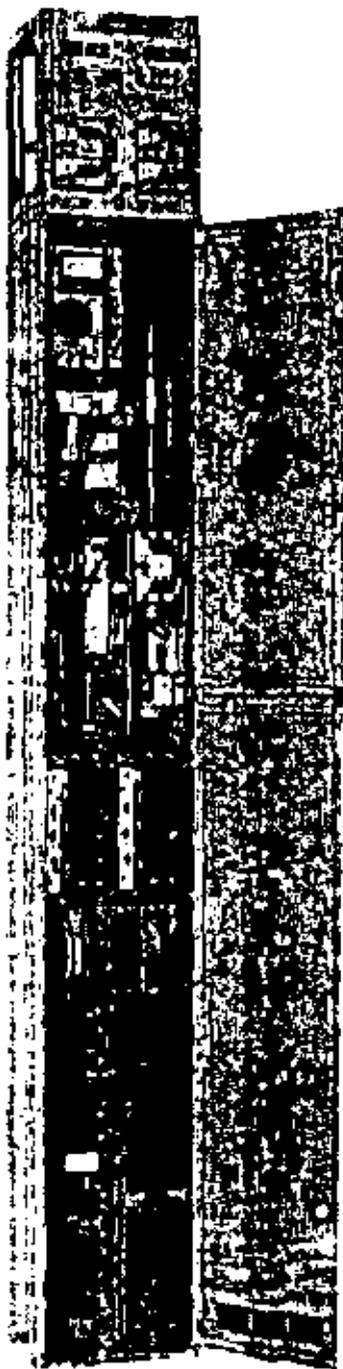
Cableado de ejemplo

<b>TR-6G1800</b> 5075 ~ 6175 MHz (CCIR Rec. 384-1) 6170 ~ 6170 MHz (OIRT) 660/1200/1800 C ó TV en color + 4 C de Sonido	<b>TR-7G1800</b> 6430 ~ 7110 MHz (CCIR Rec. 384-2)	<b>TR-7G960</b> 7425 ~ 7725 MHz (CCIR Rec. 385, CONTEL)	<b>TR-8G1800</b> 8200 ~ 8500 MHz (CCIR Rec. 386-1) 7725 ~ 8275 MHz (CCIR Rec. 386-1 ANEXO) 960/1200/1800 C ó TV en color + 4 C de Sonido
<b>28 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm</b>	<b>27 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm</b>	<b>27 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm</b>	<b>26 dBm ó 33 dBm ó 36 dBm</b>
<b>6 dB/4.5 dB con Amp. FET</b> $\pm 5 \times 10^{-3}$	<b>6 dB/4.5 dB con Amp. FET</b> $\pm 5 \times 10^{-3}$	<b>6 dB/4.5 dB con Amp. FET</b> $\pm 5 \times 10^{-3}$	<b>6.5 dB/4.5 dB con Amp. FET</b> $\pm 5 \times 10^{-3}$
2x2.0 MHz (CCIR Rec. 383-1) 266.23 MHz (OIRT) ±30 kHz 0.2 dB	340 MHz ±30 kHz 0.2 dB	161 MHz (Rec. 385) 151.614 MHz (CONTEL) ±30 kHz 0.2 dB	151.614 MHz (Rec. 386-1) 311.32 MHz (Rec. 386-1 ANEXO) ±30 kHz 0.2 dB
1.0 ns	1.0 ns	1.0 ns	1.0 ns
0.5%	0.5%	0.5%	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)
<b>28 dBm 33 dBm 36 dBm</b>	<b>27 dBm 33 dBm 36 dBm</b>	<b>27 dBm 33 dBm 36 dBm</b>	<b>26 dBm 33 dBm 36 dBm</b>
<b>80W 105W 130W</b> 260 x 225 x 2100 mm	<b>80W 105W 130W</b> 260 x 225 x 2100 mm	<b>80W 105W 130W</b> 260 x 225 x 2100 mm	<b>80W 105W 130W</b> 260 x 225 x 2100 mm
100 kg	100 kg	100 kg	100 kg

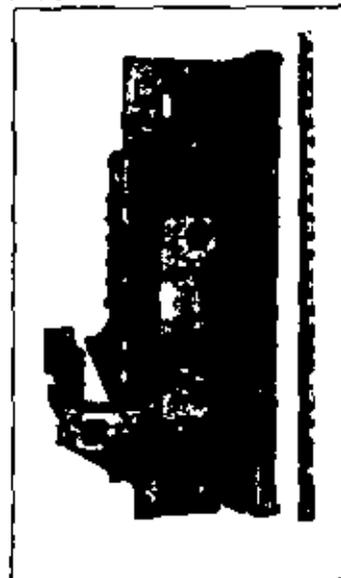
TR-5G2700  
TR-7G2700

## Características Sobresalientes

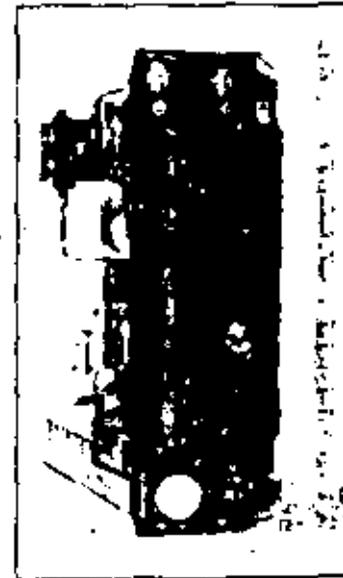
- Gran Capacidad de Transmisión
- Larga Vida del TWT
- Conversor de Bajada de Bajo Ruido
- Comportamiento probado en Campo a través de Larga Experiencia



Convertor de Freq. del TX



OSCL. LOC



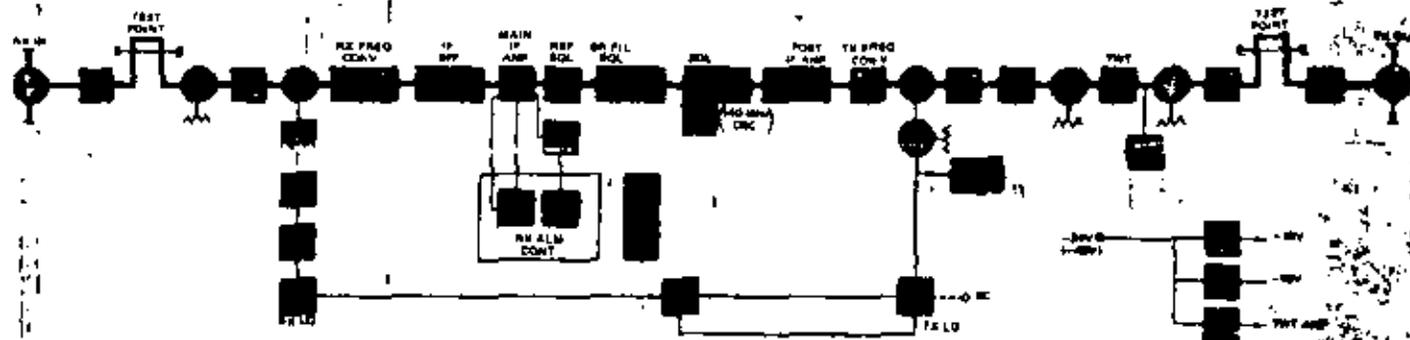


Diagrama de Bloques Típico

Continúa en Página

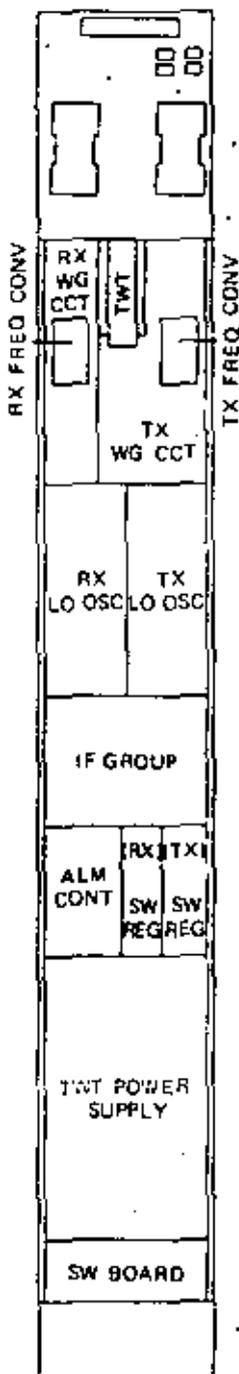
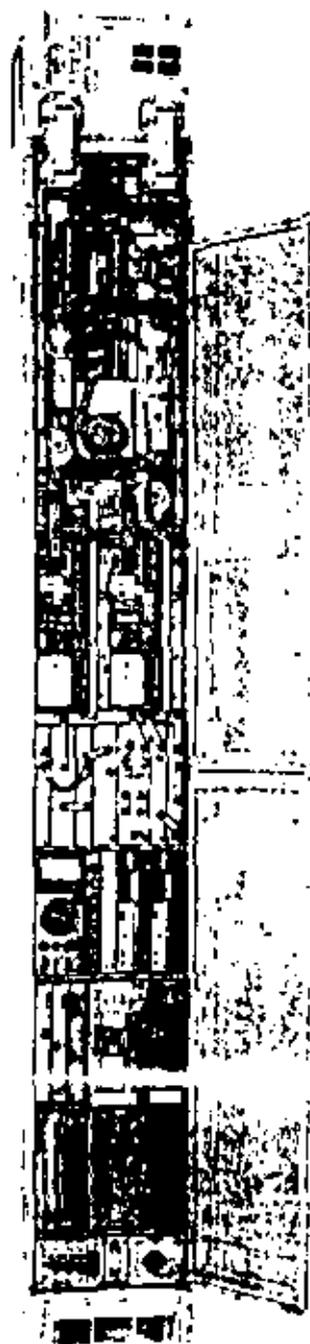
## Comportamiento

Tipo:	TR-5G2700	TR-7G2700
Banda de Operación de Radio-Frecuencia:	4400 ~ 5000 MHz (Japón)	6430 ~ 7110 MHz (CCIR Rec. 384-2)
Cantidad 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:	$\pm 2 \times 10^{-5}$ (para tipo terminal)	$\pm 2 \times 10^{-5}$ (para tipo terminal)
Frecuencia de Desplazamiento:	300 MHz (para tipo repetidor)	340 MHz (para tipo repetidor)
Estabilidad de Frecuencia de Desplazamiento:	$\pm 30$ kHz (para tipo repetidor)	$\pm 34$ kHz (para tipo repetidor)
Respuesta de Amplitud/Frecuencia: (para $\pm 16$ MHz, RF a IF ó IF a RF)	0.15 dB	0.15 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para $\pm 16$ MHz, de RF a RF)	1.5 ns	1.5 ns
Características de Ganancia Diferencial: (para $\pm 16$ 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)	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

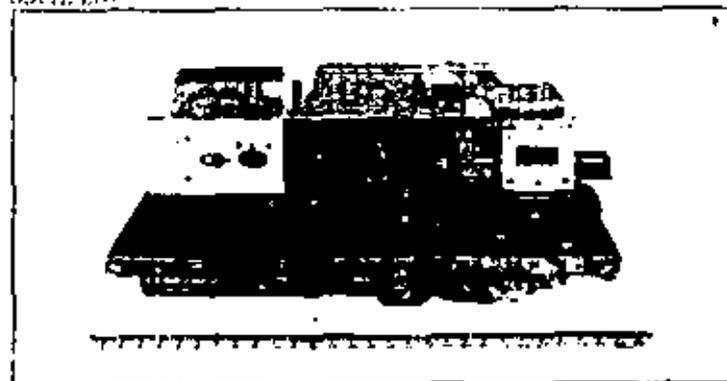
**TR-11G2700**  
**TR-15G2700**

## Características Sobresalientes

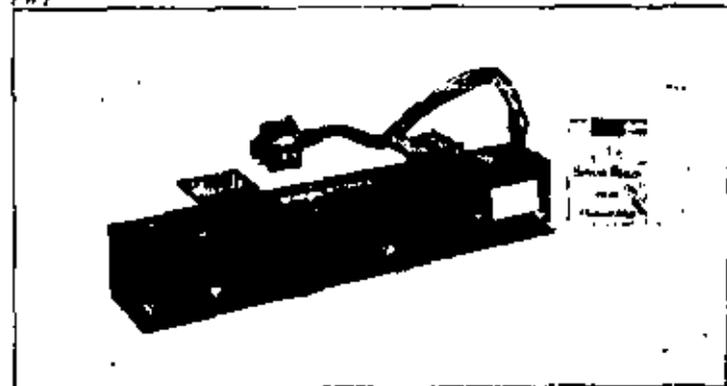
- Aplicable para Comunicación Intra Urbana de muy Alta Densidad
- Margen adecuado para Atenuación por lluvias
- Bajo Ruido del Equipo
- Larga Vida del TWT (Metal-Cerámica)



OSCH. LOR



TWT



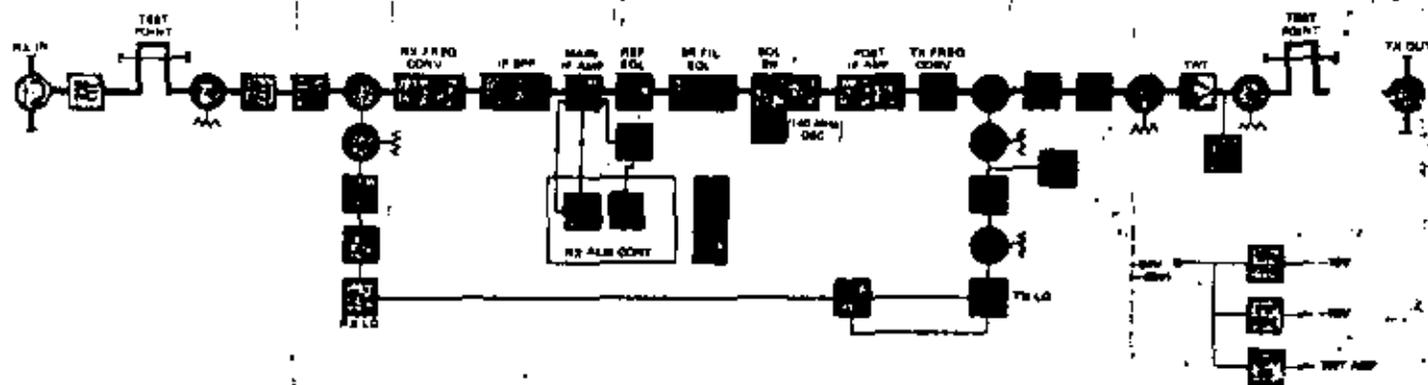


Diagrama de Bloques Típico

(Representación de Señal)

## Comportamiento

Tipo:	TR-11G2700	TR-15G2700
Rango de Operación de Banda Frecuencia:	10700 ~ 11700 MHz (CCIR Hoc. 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 $\pm 16$ MHz, RF a RF ó RF a RF)	$\pm 53$ kHz (para tipo repetidor) 0.15 dB	$\pm 47$ kHz (para tipo repetidor) 0.15 dB
Características del Tiempo de Retardo: (para $\pm 16$ MHz, de RF a RF)	1.5 ns	1.5 ns
Características de Ganancia Diferencial: (para $\pm 16$ 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.

# Comportamiento y Diagrama de Bloques

TRM-11GD2701

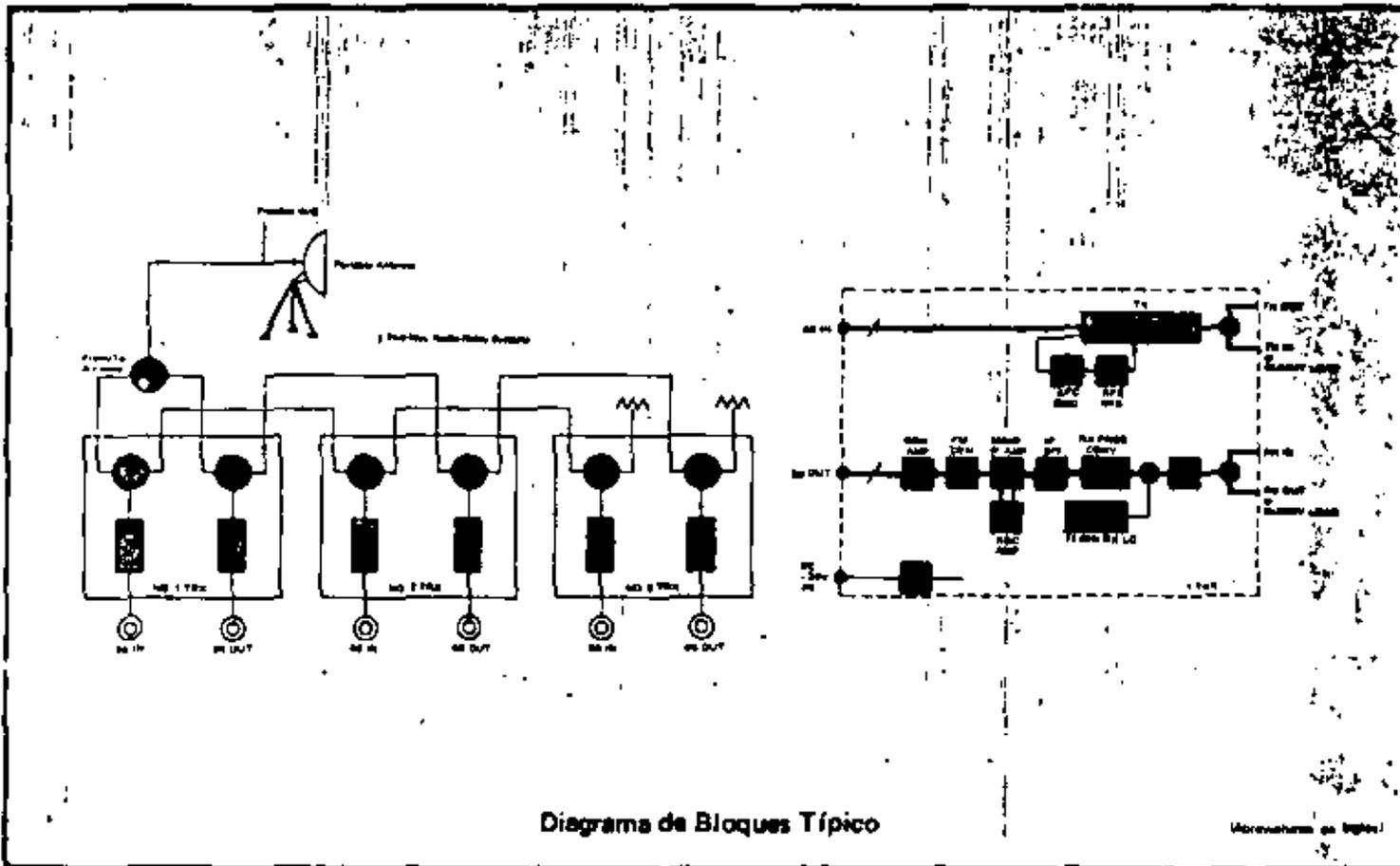


Diagrama de Bloques Típico

Microcomputador en línea

## Comportamiento

Banda de Operación de Radio Frecuencia:

10700 ~ 11700 MHz ICCIR Rev. 3817 21

Capacidad de Transmisión:

2700 C A TV 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:

 $\pm 0.2$  dB

(de Banda Base a Banda Base)

Exposición de Ruidos:

600 pW0<sub>1</sub>

(Número Fijado por Regulación)

Fuente de Alimentación:

-20 ~ -26.4V

Consumo de Energía: (a -24V)

20W/TR

Dimensiones:

295 x 290 x 700 mm

(Ancho x Profundidad x Altura)

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 6.5/3.2/28.5W
	TR-4G1800	382-7 OIRT	3803.5 ~ 4213.5 MHz 3400 ~ 3600 MHz	300/600/ 1200 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	26/32/36 dBm	6.5 dB 4.5 dB con Amp. FET	26/32/36 dBm 6.5/3.2/28.5W
	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	27/33/36 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	27/33/36 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 25W
	TR-6G1800	383-1 OIRT	5925 ~ 6425 MHz 5670 ~ 6170 MHz	1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	40.6 dBm (11.5W)	6 dB	40.6 dBm 105W
	TR-7G2700	384-2	6430 ~ 7110 MHz	2700 Canales	41.8 dBm (15W) (Inc. Circ. Deriv.)	8 dB	41.8 dBm 26W
	TR-8G1800	386-1 ANEXO	7725 ~ 8275 MHz	1800 Canales 6 TV en Color + 4 Canales de Sonido	40.6 dBm (11.5W)	6.5 dB	40.6 dBm 107W
	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

# Sumario del Comportamiento

## 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 y Consumo de Energía
		CCIR Rec. N2	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 12W/2TR 82W/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	28 dBm (6430 ~ 7725 MHz) 29 dBm (7725 ~ 8500 MHz)	6.5 dB	28/29 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 20W/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

NOTA: Todas las cifras del comportamiento y datos del presente catálogo son valores típicos y están sujetos a cambios por mejoras posteriores.

## II GUIA 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.

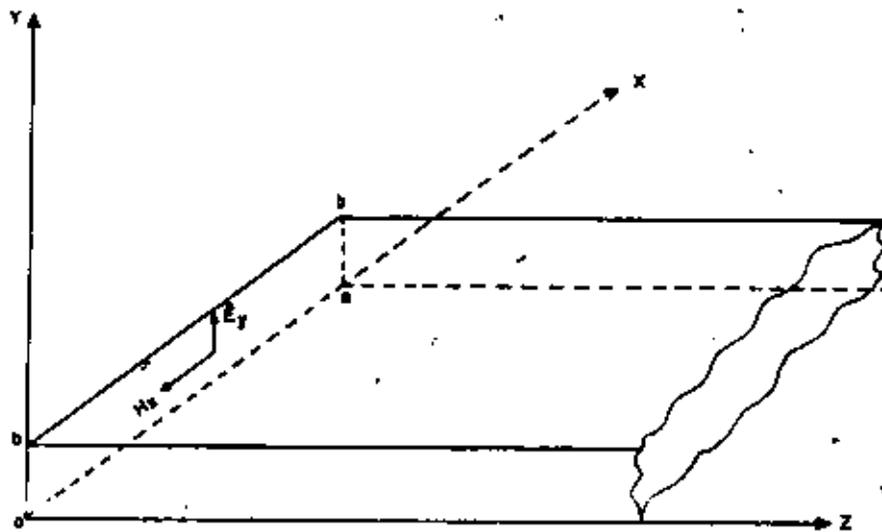


FIG. (2.1) GUÍA RECTANGULAR.

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.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \dot{\vec{D}} \quad \text{-----} \quad \text{I}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\dot{\vec{B}} \quad \text{-----} \quad \text{II}$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad \text{-----} \quad (2.1)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{-----} \quad (2.2)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad \text{-----} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \sigma \bar{E} + \epsilon \dot{\bar{E}} \quad \text{----- (2.4)}$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\mu \dot{\bar{H}} \quad \text{----- (2.5)}$$

La expresión de una onda armónica para el campo eléctrico es:

$$\bar{E} = E_0 e^{j\omega t} \quad \text{----- (2.6)}$$

Y para el campo magnético es:

$$\bar{H} = H_0 e^{j\omega t} \quad \text{----- (2.7)}$$

Derivando una vez con respecto al tiempo las ecuaciones 2.6 y 2.7 se tiene:

$$\dot{\bar{E}} = j\omega E_0 e^{j\omega t} = j\omega \bar{E} \quad \text{----- (2.8)}$$

$$\dot{\bar{H}} = j\omega H_0 e^{j\omega t} = j\omega \bar{H} \quad \text{----- (2.9)}$$

Sustituyendo 8 y 9 en 4 y 5

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega \epsilon \bar{E} + \sigma \bar{E} \quad \text{----- (2.10)}$$

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega \mu \bar{H} \quad \text{----- (2.11)}$$

Tomando rotacional en ambos miembros de las ecuaciones 2.10 y 2.11

$$\nabla \times (\nabla \times \bar{H}) = j\omega \epsilon \nabla \times \bar{E} + \sigma \nabla \times \bar{E}$$

$$\nabla (\nabla \cdot \bar{H}) - \nabla^2 \bar{H} = j\omega \epsilon (-j\omega \mu \bar{H}) + \sigma (-j\omega \mu \bar{H})$$

$$\nabla^2 \bar{H} = -\omega^2 \mu \epsilon \bar{H} + j\omega \mu \sigma \bar{H}$$

$$\nabla^2 \vec{H} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\vec{H} \quad \text{----- (2.12)}$$

Donde:

$$j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon) = \gamma^2 \quad \text{----- (2.13)}$$

Para la ecuación 11

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

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = -j\omega\mu(j\omega\epsilon\vec{E} + \sigma\vec{E})$$

$$\nabla^2 \vec{E} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E} \quad \text{----- (2.14)}$$

Donde:

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

Recuerde que la constante de propagación  $\gamma$ , se expresa:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta \quad \text{----- (2.15)}$$

Como las ondas se desplazan en el material dieléctrico dentro de la guía en el cual  $\sigma = 0$ , la constante de propagación  $\gamma$  se reduce a:

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad \text{----- (1.16)}$$

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:

$$\nabla \times \bar{H} \begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = j\omega\epsilon\bar{E}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega\epsilon\bar{E}_x \quad \text{-----} \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} = -j\omega\epsilon\bar{E}_y \quad \text{-----} \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon\bar{E}_z \quad \text{-----} \quad (2.20)$$

Análogamente para la ecuación II

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega\mu\bar{H}_x \quad \text{-----} \quad (2.21)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} = j\omega\mu\bar{H}_y \quad \text{-----} \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu\bar{H}_z \quad \text{-----} \quad (2.23)$$

De la figura ( 2.1 ) se observa que la dirección de propagación es en z por lo que:

$$H_x = H_{0x} e^{-\gamma z} \quad \text{-----} \quad (2.24)$$

$$H_y = H_{0y} e^{-\gamma z} \quad \text{-----} \quad (2.25)$$

$$H_z = H_{0z} e^{-\gamma z} \text{ ----- (2.26)}$$

Donde  $\gamma$  es el factor de propagación cuyo valor se deducirá posteriormente.

Derivando con respecto a la dirección de propagación.

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = -\gamma H_{0x} e^{-\gamma z} = -\gamma H_x \text{ ----- (2.27)}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -\gamma H_{0y} e^{-\gamma z} = -\gamma H_y \text{ ----- (2.28)}$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones 2.18 y 2.19 se tiene:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma H_y = j\omega \bar{E}_x \text{ ----- (2.29)}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} + \gamma H_x = -j\omega \bar{E}_y \text{ ----- (2.30)}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega \bar{E}_z \text{ ----- (2.20)}$$

Análogamente para el campo eléctrico en la dirección de propagación z.

$$E_x = E_{0x} e^{-\gamma z} \text{ ----- (2.31)}$$

$$E_y = E_{0y} e^{-\gamma z} \text{ ----- (2.32)}$$

$$E_z = E_{0z} e^{-\gamma z} \text{ ----- (2.33)}$$

Derivando con respecto a z

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\gamma E_{0x} e^{-\gamma z} = -\gamma E_x \quad \text{----- (2.34)}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = -\gamma E_{0y} e^{-\gamma z} = -\gamma E_y \quad \text{----- (2.35)}$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones (2.21) y (2.22)

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma E_y = -j\omega\mu\bar{H}_x \quad \text{----- (2.36)}$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma E_x = j\omega\mu\bar{H}_y \quad \text{----- (2.37)}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu\bar{H}_z \quad \text{----- (2.23)}$$

Resolviendo (29) para  $E_x$

$$E_x = \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y} + \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} H_y$$

Sustituyendo este valor en (2.37)

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} + \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y} + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} H_y = j\omega\mu\bar{H}_y$$

Agrupando términos en  $H_y$

$$H_y \left( \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} - j\omega\mu \right) = -\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y}$$

$$H_y \left( \frac{\gamma^2 + \omega^2 \mu\epsilon}{j\omega\epsilon} \right) = -\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y}$$

Si se denomina a  $\gamma^2 + \omega^2 \mu\epsilon = h^2$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{h^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \text{-----} \quad (2.38)$$

Resolviendo 2.30 para  $E_y$

$$E_y = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} H_x$$

Sustituyendo este valor en (2.36)

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} H_x = -j\omega\mu I_x$$

Agrupando términos en  $H_x$

$$-H_x \left( \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} - j\omega\mu \right) = -\frac{\partial E_z}{\partial y} + \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

$$H_x \left( \frac{\gamma^2 + \omega^2 \mu\epsilon}{j\omega\epsilon} \right) = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

Denominando a  $\gamma^2 + \omega^2 \mu\epsilon = h^2$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{h^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad \text{-----} \quad (2.39)$$

Análogamente se puede determinar  $E_x$  y  $E_y$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{h^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad \text{-----} \quad (2.40)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{h^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \text{-----} \quad (2.41)$$

$$E_x = -\frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{j\omega\mu}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \text{-----} \quad (2.42)$$

$$E_y = -\frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} + \frac{j\omega\mu}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad \text{-----} \quad (2.43)$$

Estas ecuaciones dan la relación entre los campos dentro de la guía y se observa que si  $E_z$  y  $H_z$  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  $H_z$ .

Para determinar las distribuciones del campo electromagnético dentro de la guía, es necesario obtener expresiones para  $E_z$  ó  $H_z$  o ambas.

Para esto, se deben encontrar las soluciones de  $E_z$  y  $H_z$  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  $H_z$ ; las expresiones se transformarán a:

$$\nabla^2 H_z = \gamma^2 H_z \quad \text{-----} \quad (2.44)$$

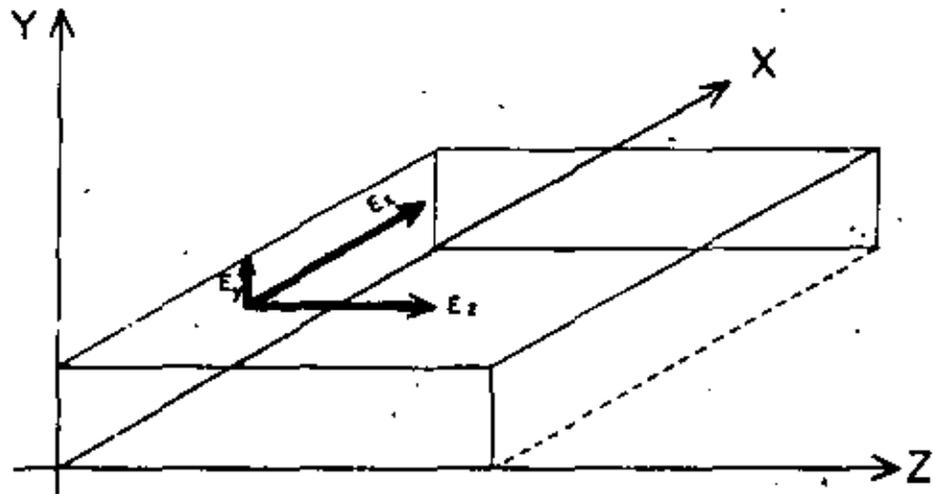
$$\nabla^2 E_z = \gamma^2 E_z \quad \text{-----} \quad (2.45)$$

Las condiciones de frontera para ambos campos es:

$$E_x = E_z = 0 \quad \text{en} \quad y = 0 ; y = b$$

$$E_y = E_z = 0 \quad \text{en} \quad x = 0 ; x = a$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j}\omega\epsilon\mathbf{E} + \Delta\mathbf{E}$$



Para  $\bar{H}_z$  se obtiene a partir de la primera ecuación de Maxwell.

$$\nabla \times \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{j}\omega\epsilon\bar{\mathbf{E}} + \sigma\bar{\mathbf{E}}$$

Del determinante que implica  $\nabla \times \bar{\mathbf{H}}$  solo interesa la expresión para  $\bar{H}_z$ .

$\frac{\partial \bar{H}_z}{\partial y} \hat{x} = \mathbf{j}\omega\epsilon\bar{E}_x$  pero como  $\bar{E}_x = 0$  por condiciones de frontera entonces:

$$\frac{\partial \bar{H}_z}{\partial y} = 0 \quad \left| \begin{array}{l} y = 0 \\ y = b \end{array} \right.$$

Análogamente.

$$-\frac{\partial \bar{H}_z}{\partial x} \hat{y} = \mathbf{j}\omega\epsilon\bar{E}_y \quad \text{y como} \quad \bar{E}_y = 0 \quad \text{en la frontera,}$$

entonces:

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \begin{cases} x = 0 \\ x = a \end{cases}$$

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. MODO TRANSVERSO MAGNETICO

Para este modo de propagación, la componente  $H_z = 0$  y  $E_z \neq 0$  de la ecuación (2.45),

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \epsilon \bar{E}_z \quad (2.46)$$

Como  $\bar{E}_z = \bar{E}_{Oz} e^{-\gamma z}$

$$\frac{\partial \bar{E}_z}{\partial z} = -\gamma \bar{E}_{Oz} e^{-\gamma z} = -\gamma \bar{E}_z$$

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial z^2} = \gamma^2 \bar{E}_z \quad (2.47)$$

Sustituyendo 2.47 en 2.46

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + \gamma^2 \bar{E}_z = -\omega^2 \mu \epsilon \bar{E}_z$$

Haciendo  $\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon = h^2$  y agrupando, se tiene:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + h^2 \bar{E}_z = 0 \quad \text{----- (2.48)}$$

Como es una ecuación diferencial parcial de segundo orden y homogénea, se propone una solución del tipo:

$$E_z = XY$$

$$\text{Donde } X = f(x) \quad \text{y} \quad Y = f(y)$$

$E(x,y,z)$  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  $XY$

$$E_z = XY \quad \text{----- (2.49)}$$

$$\frac{\partial^2 XY}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 XY}{\partial y^2} + h^2 XY = 0$$

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 la componente 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:

$$X = C_1 \cos Bx + C_2 \sin Bx \text{ ----- (2.55)}$$

$$Y = C_3 \cos Ay + C_4 \sin Ay \text{ ----- (2.56)}$$

Por lo que:

$$E_z = XY$$

$$XY = C_1 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_1 C_4 \cos Bx \sin Ay + C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \text{ ----- (2.57)}$$

Para determinar el valor de las constantes, se aplican a esta expresión las condiciones de frontera.

$$E_z = 0 \text{ en } x = 0, a \text{ y en } y = 0, b$$

$$\text{Para } x = 0, \quad E_z = 0$$

$$E_z = C_1 C_3 \cos Ay + C_1 C_4 \sin Ay$$

Por lo tanto, para que  $E_z$  sea cero, es necesario que  $C_1 = 0$ , entonces la expresión general es:

$$E_z = C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \text{ ----- (2.58)}$$

Y para  $y = 0$  La ecuación (2.58) se reduce a:

$$E_z = C_2 C_3 \sin Bx = 0 \text{ ----- (2.59)}$$

Para que  $E_z$  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:

$$E_z = C_2 C_4 \text{ Sen } Bx \text{ Sen } Ay \text{ ----- (2.60)}$$

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:

$$E_z = E_0 \text{ Sen } Bx \text{ Sen } Ay \text{ ----- (2.61)}$$

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:

$$E_z = E_0 \text{ Sen } Ba \text{ Sen } Ay = 0$$

Por lo que:

$$B = \frac{m\pi}{a} \text{ ----- (2.62)}$$

$$\text{Para } m = 1, 2, 3, \dots$$

$$\text{Para } y = b \quad ; \quad E_z = 0$$

$$E_z = E_0 \text{ Sen } \frac{m\pi}{a} x \text{ Sen } Ab$$

Por lo que:

$$A = \frac{nli}{b} \text{-----} (2.63)$$

Para  $n = 1, 2, 3, \dots$

Finalmente la expresión (2.61) quedará:

$$E_z = E_0 \text{ Sen } \frac{mli}{a} \times \text{ Sen } \frac{nli}{b} \text{ y } e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \text{-----} (2.64)$$

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 medio libre de cargas,  $\gamma = j\beta$

$$E_x = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{mli}{a} \text{ Cos } \frac{mli}{a} \times \text{ Sen } \frac{nli}{b} \text{ y } e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \text{-----} (2.65)$$

$$E_y = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{nli}{b} \text{ Sen } \frac{mli}{a} \times \text{ Cos } \frac{nli}{b} \text{ y } e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \text{-----} (2.66)$$

$$E_z = E_0 \text{ Sen } \frac{mli}{a} \times \text{ Sen } \frac{nli}{b} \text{ y } e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \text{-----} (2.67)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{nli}{b} \text{ Sen } \frac{mli}{a} \times \text{ Cos } \frac{nli}{b} \text{ y } e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \text{-----} (2.68)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{mli}{a} \text{ Cos } \frac{mli}{a} \times \text{ Sen } \frac{nli}{b} \text{ y } e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \text{-----} (2.69)$$

$$H_z = 0 \text{-----} (2.70)$$

$$A = \frac{n\pi}{b} \quad ; \quad B = \frac{m\pi}{a}$$

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 longitudes de onda dadas por  $m$  y  $n$ .

Por ejemplo para  $m = 1$  existirá una media longitud de onda en la dimensión  $a$  que está sobre el eje  $x$ , lo mismo sucederá para  $n = 1$ .

A la combinación  $m, n$ , se le denomina modo de distribución del campo dentro de la guía, como se vé, existirá un número infinito de modos de propagación.

De la ecuación 2.67 se observa que si  $m$  ó  $n$  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 longitud 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.<sub>1,1</sub>.

Para que el análisis de las ecuaciones anteriores quede completo, es necesario observar el comportamiento de  $B$ .

$$h^2 = A^2 + B^2$$

$$h^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$$

$$A = \frac{n\pi}{b}$$

$$B = \frac{m\pi}{a}$$

Se puede decir que:

$$h^2 = \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2$$

Y que:

$$\gamma^2 = \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon = -\beta^2$$

Por lo que:

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left[ \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \right]} \quad \text{----- ( 2.71)}$$

Observe que  $\gamma$  (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  $\omega^2 \mu \epsilon > h^2$ ,  $\beta$  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  $\omega^2 \mu \epsilon < h^2$   $\beta$  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,

$$\omega_c^2 \mu \epsilon = \left[ \left( \frac{n_{ll}}{b} \right)^2 + \left( \frac{m_{ll}}{a} \right)^2 \right] \text{----- ( 2.72)}$$

ó

$$\omega_c^2 = \frac{1}{\mu \epsilon} \left[ \left( \frac{n_{ll}}{b} \right)^2 + \left( \frac{m_{ll}}{a} \right)^2 \right]^{1/2}$$

ó

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\mu \epsilon}} \left[ \left( \frac{m_{ll}}{a} \right)^2 + \left( \frac{n_{ll}}{b} \right)^2 \right]^{1/2} \text{----- ( 2.73)}$$

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.

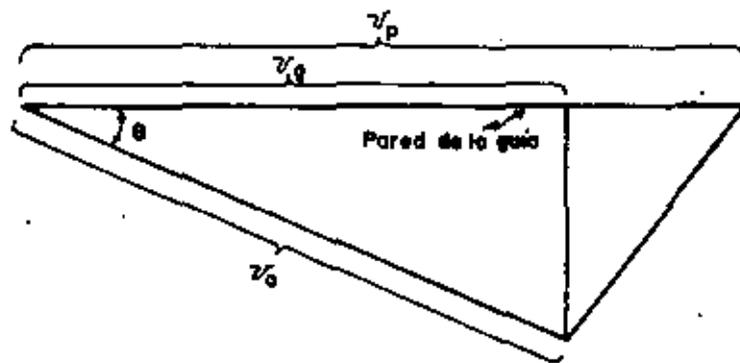


Fig. ( 2.2 ) Diagrama de Velocidades Dentro de una Guía de Ondas

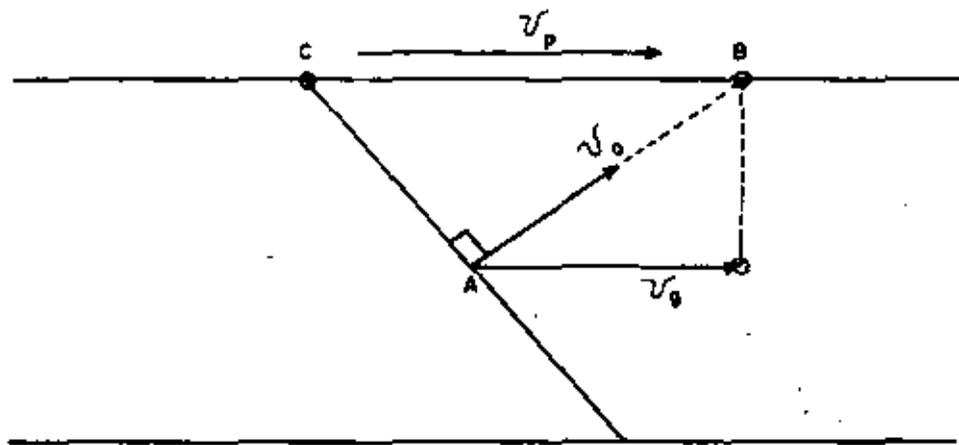


Fig. ( 2.3 ) Análisis de las Velocidades Dentro de una Guía de Ondas.

$$V_p = \frac{CB}{\tau}$$

$$V_o = \frac{AB}{\tau}$$

$$\frac{V_o}{V_p} = \frac{AB}{CB} = \frac{CB \cos \theta}{CB} = \cos \theta$$

Por lo tanto,

$$V_p = \frac{V_o}{\cos \theta} \Rightarrow V_p > V_o$$

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{m\omega}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\omega}{b}\right)^2}} \quad (2.74)$$

Si  $\omega$  aumenta sobre la  $\omega$  de corte, la  $V_p$  decrece desde un valor infinitamente grande y se aproxima a  $V_o$  cuando la frecuencia se incrementa sin límite.

Si  $\omega \gg \omega_c$

$$\omega^2 \mu \epsilon \gg \left(\frac{m\omega}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\omega}{b}\right)^2$$

$$\beta \approx \frac{1}{\omega^2 \mu \epsilon} \quad (2.75)$$

$$\therefore V_p \approx V_o$$

Es evidente que debido a la trayectoria en Zig-Zag del frente de onda, la velocidad  $V_g$  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  $\theta$ , para una guía con dieléctrico aire será, de acuerdo-

con la figura (2.3)

$$V_g = \frac{AC}{t}$$

$$V_o = \frac{AB}{t}$$

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{AB}{AC} = \frac{AB}{AB \cos \theta} = \frac{1}{\cos \theta}$$

$$V_o = \frac{V_g}{\cos \theta} \Rightarrow V_g < V_o$$

Por otro lado, las longitudes de onda se definen como:

$$\lambda_o = \frac{V_o}{f}$$

$$\lambda_p = \frac{V_p}{f}$$

$$V_p = \frac{2\pi f}{\sqrt{(2\pi f)^2 \mu \epsilon - (2\pi)^2 \left(\frac{m}{2a}\right)^2 - (2\pi)^2 \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$$

$$V_p = \frac{f}{\sqrt{f^2 \mu \epsilon - \left(\frac{m}{2a}\right)^2 - \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \quad \dots \dots \dots (2.7b)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c}$$

$$\lambda_c = \frac{c}{\frac{c}{z} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad \text{-----} \quad (2.77)$$

Finalmente, las ecuaciones para el modo dominante T.M.<sub>11</sub> son:

$$E_x = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{h}{a} \cos \frac{h}{a} x \operatorname{Sen} \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{-----} \quad (2.78)$$

$$E_y = -\frac{j\beta}{h^2} E_0 \frac{h}{b} \operatorname{Sen} \frac{h}{a} x \cos \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{-----} \quad (2.79)$$

$$E_z = E_0 \operatorname{Sen} \frac{h}{a} x \operatorname{Sen} \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{-----} \quad (2.80)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{h}{b} \operatorname{Sen} \frac{h}{a} x \cos \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{-----} \quad (2.81)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{h^2} E_0 \frac{h}{a} \cos \frac{h}{a} x \operatorname{Sen} \frac{h}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \text{-----} \quad (2.82)$$

$$H_z = 0 \quad \text{-----} \quad (2.83)$$

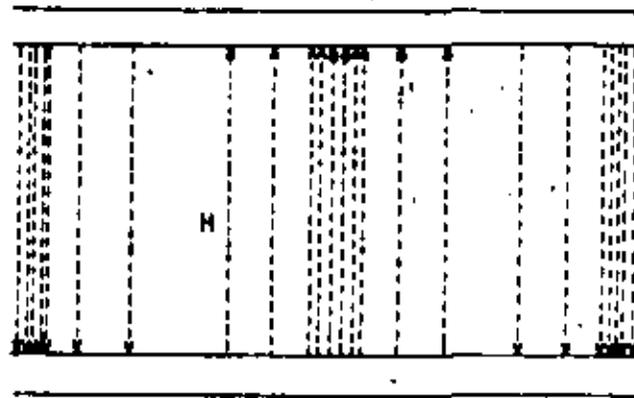
$$A = \frac{h}{b} \quad ; \quad B = \frac{h}{a}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\mu\epsilon} \left[ \left(\frac{h}{a}\right)^2 + \left(\frac{h}{b}\right)^2 \right]^{1/2}} \quad \text{-----} \quad (2.84)$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2}} \quad \text{-----} \quad (2.85)$$

$$V_p = \frac{f}{\sqrt{f^2 \mu\epsilon - \left(\frac{1}{2a}\right)^2 - \left(\frac{1}{2b}\right)^2}} \quad \text{-----} \quad (2.86)$$

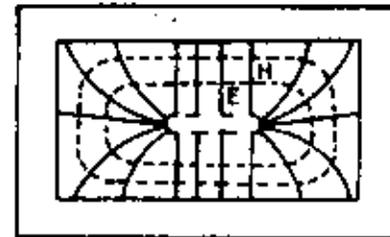
$$V_g = V_0 \cos \theta \quad \text{--- (2.87)}$$



VISTA SUPERIOR



VISTA LATERAL



VISTA DE FRENTE

ONDA T.M.<sub>1,1</sub>

FIG. (2.4) DISTRIBUCION DEL CAMPO ELECTRICO Y MAGNETICO DENTRO DE UNA GUIA RECTANGULAR PARA EL MODO T.M.<sub>1,1</sub> EL CAMPO MAGNETICO SE REPRESENTA CON LINEAS PUNTEADAS.

### 2.3 MODO 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:

$$X = f(x) \quad y \quad Y = f(y)$$

$H(x, y, z)$  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  $XY$

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + h^2 = 0 \quad \text{-----(2.92)}$$

Agrupando la componente en  $X$  y el término independiente.

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + h^2 = A^2 \quad \text{-----(2.93)}$$

Y la componente  $Y$

$$\frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = -A^2 \quad \text{-----(2.94)}$$

De la ecuación (2.93)

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 = 0 \quad \text{-----} \quad (2.95)$$

Donde:

$$B^2 = h^2 + A^2$$

Multiplicando por X la ecuación ( 2.95)

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + B^2 X = 0 \quad \text{-----} \quad (2.96)$$

$X^2 + B^2 = 0$  La solución de esta ecuación es:

$$X = \pm jB$$

$$X = C_1 e^{jBx} + C_2 e^{-jBx}$$

Expresado en otra forma:

$$X = C_1 \cos Bx + C_2 \sin Bx \quad \text{-----} \quad (2.97)$$

$$Y = C_3 \cos Ay + C_4 \sin Ay \quad \text{-----} \quad (2.98)$$

Por lo que:

$$H_2 = XY$$

$$H_2 = XY = C_1 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_1 C_4 \cos Bx \sin Ay + C_2 C_3 \sin Bx \cos Ay + C_2 C_4 \sin Bx \sin Ay \quad \text{-----} \quad (2.99)$$

Para determinar el valor de las constantes, se aplica el criterio siguiente.

Por el modo de propagación  $\vec{E}_z = 0$  este valor lo sustituimos en las ecuaciones 2.40, 2.41, 2.42 y 2.43 que se invierten en:

$$H_x = - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \text{-----} (2.100)$$

$$H_y = - \frac{\gamma}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \text{-----} (2.101)$$

$$E_x = - \frac{j\omega\mu}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \text{-----} (2.102)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \text{-----} (2.103)$$

Se sustituye el valor de  $H_z$  en la expresión (2.102)

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = A \left[ \begin{array}{l} - C_1 C_3 \cos Bx \operatorname{Sen} Ay + C_1 C_4 \cos Bx \cos Ay - C_2 C_3 \cos \\ Bx \operatorname{Sen} Ay + C_2 C_4 \operatorname{Sen} Bx \cos Ay \end{array} \right]$$

$$E_x = - \frac{j\omega\mu}{h^2} A \left[ \begin{array}{l} - C_1 C_3 \cos Bx \operatorname{Sen} Ay + C_1 C_4 \cos Bx \cos Ay - C_2 C_3 \\ \cos Bx \operatorname{Sen} Ay + C_2 C_4 \operatorname{Sen} Bx \cos Ay \end{array} \right] \text{---} (2.104)$$

Por condiciones de frontera:

$$E_x = 0 \quad \text{Si } y = 0 \quad ; \quad y = b$$

Si  $y = 0$  la ecuación (2.104) queda:

$$E_x = - \frac{j\omega\mu}{h^2} A \left[ C_1 C_4 \cos Bx + C_2 C_4 \operatorname{Sen} Bx \right] \text{-----} (2.105)$$

Para que  $E_x$  sea cero, es necesario que  $C_4 = 0$

Por lo que la expresión general es:

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{h^2} A \left[ -C_1 C_3 \cos Bx \sin Ay - C_2 C_3 \sin Bx \sin Ay \right] \text{ ---- (2.106)}$$

Si  $y = 0$  La ecuación (2.106) es cero

Si  $y = b$  para que  $E_x = 0$  se necesita que  $C_2 = 0$

Entonces:

$$A = \frac{n_i h}{b}$$

Para  $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$

La ecuación (2.106) queda:

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{n_i h}{b} \cos Bx \sin \frac{n_i h}{b} y$$

Para conocer el valor de  $B$  es necesario emplear la ecuación (2.103)

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = B \left[ -C_1 C_3 \sin Bx \cos Ay - C_1 C_4 \sin Bx \sin Ay \right. \\ \left. + C_2 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_2 C_4 \cos Bx \sin Ay \right]$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} B \left[ -C_1 C_3 \sin Bx \cos Ay - C_1 C_4 \sin Bx \sin Ay \right. \\ \left. + C_2 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_2 C_4 \cos Bx \sin Ay \right] \text{ ---- (2.107)}$$

Si  $x = 0$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} B \left[ C_2 C_3 \cos Bx \cos Ay + C_2 C_4 \cos Bx \sin Ay \right] \text{ ----- (2.108)}$$

Para que  $E_y$  sea cero cuando  $x = 0$  es necesario que  $C_2 = 0$  y la expresión general queda:

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{h^2} h \left[ -C_1 C_3 \text{ Sen } Bx \text{ Cos } Ay - C_1 C_4 \text{ Sen } Bx \text{ Sen } Ay \right] \text{----- (2.109)}$$

Si  $x = 0$  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 sera cero.

Entonces:

$$B = \frac{m\pi}{a}$$

Para  $m = 1, 2, 3, \dots, \infty$

La ecuación (2.109) queda:

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \text{ Sen } \frac{m\pi}{a} x \text{ Cos } \frac{n\pi}{b} y$$

Recordando la ecuación (2.99) y aplicando  $C_2 = C_4 = 0$  queda:

$$H_z = C_1 C_3 \text{ Cos } Bx \text{ Cos } Ay \text{----- (2.110)}$$

$$\text{Si } C_1 C_3 = H_0$$

$$H_z = H_0 \text{ Cos } \frac{m\pi}{a} x \text{ Cos } \frac{n\pi}{b} y \text{----- (2.111)}$$

Análogamente se pueden encontrar las expresiones para  $H_x$  y  $H_y$  en el modo T.E.

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{nl}{b} \cos \frac{m\pi}{a} x \sin \frac{n\pi}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.112)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{ml}{a} \sin \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.113)$$

$$E_z = 0 \quad (2.114)$$

$$H_x = \frac{j\beta}{h^2} H_0 \frac{ml}{a} \sin \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.115)$$

$$H_y = \frac{j\beta}{h^2} H_0 \frac{nl}{b} \cos \frac{m\pi}{a} x \sin \frac{n\pi}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.116)$$

$$H_z = H_0 \cos \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.117)$$

$$A = \frac{n\pi}{b} \quad ; \quad B = \frac{m\pi}{a}$$

### MODO DOMINANTE

$$T, E, 1, 0$$

$$m = 1$$

$$n = 0$$

$$E_x = 0 \quad (2.117)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{h^2} H_0 \frac{l}{a} \sin \frac{l}{a} x e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.118)$$

$$E_z = 0 \quad (2.119)$$

$$H_x = \frac{j\beta}{b^2} H_0 \frac{\pi}{a} \text{Sen } \frac{\pi}{a} x e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.120)$$

$$H_y = 0 \quad (2.121)$$

$$H_z = H_0 \text{Cos } \frac{\pi}{a} x e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.122)$$

$$A = \frac{nI}{b} \quad ; \quad B = \frac{mI}{a}$$

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (2.123)$$

$$\Gamma_c = \frac{C}{2a} \quad (2.124)$$

$$\lambda_c = \frac{C}{\Gamma_c} = 2a \quad (2.125)$$

$$V_p = \frac{f}{\sqrt{\epsilon^2 \mu \epsilon - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}} \quad (2.126)$$

$$V_g = V_0 \text{Cos } \theta \quad (2.127)$$

12  
 CARACTERISTICAS DE LOS CAMPOS  
 EN CÉLULAS RECTANGULARES PARA  
 MODOS FUNDAMENTALES.

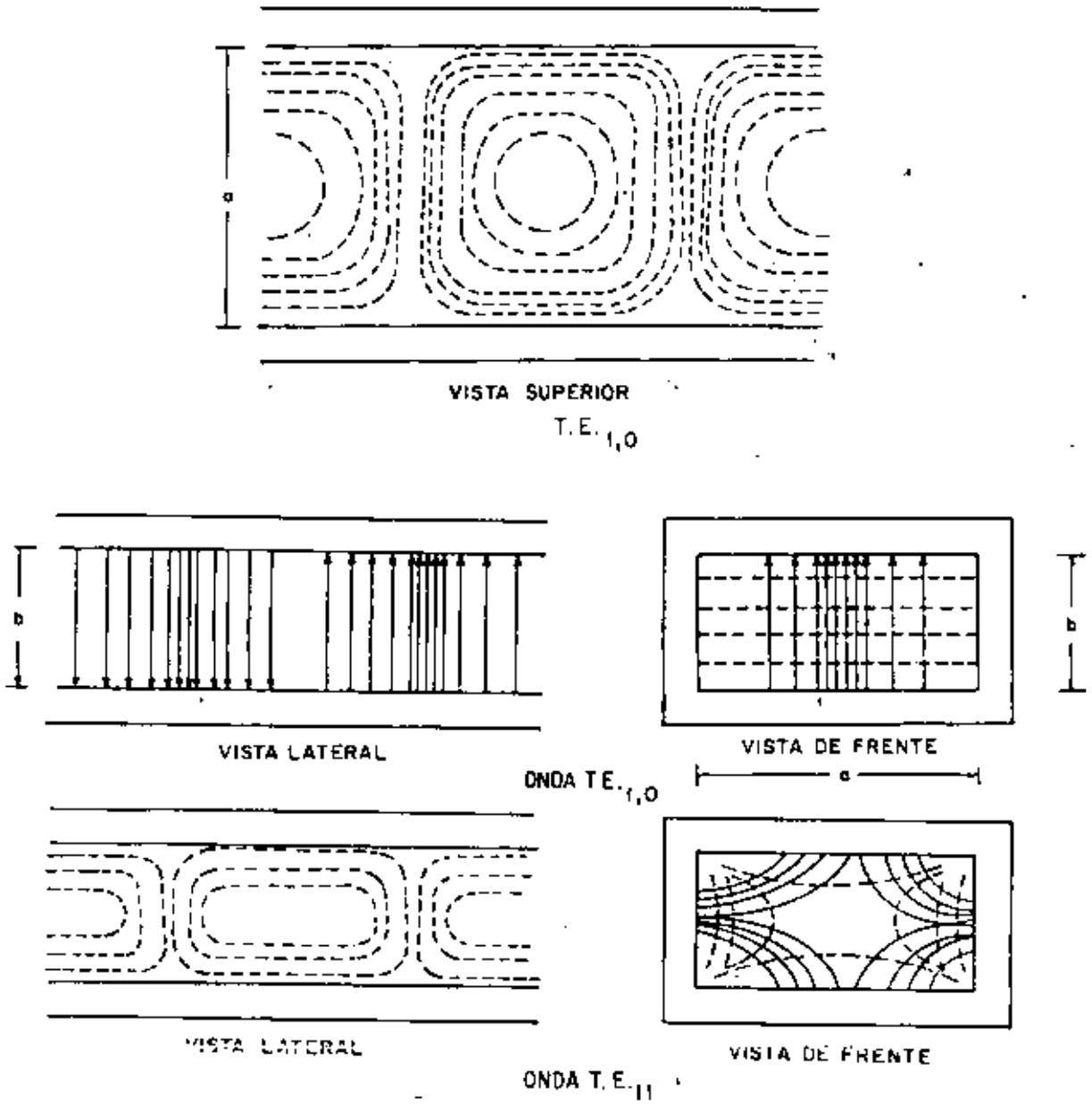


FIG. (2.5) CONFIGURACION DEL CAMPO ELÉCTRICO (TRAZO CONTINUO) Y CAMPO MAGNÉTICO (TRAZOS DISCONTINUOS).

## 2.4 MODOS DE EXCITAR UNA GUIA RECTANGULAR

Los métodos para alimentar ó excitar las guías rectangulares, se hacen de la siguiente forma:

Para un 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.<sub>1,0</sub>

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.<sub>1,0</sub> 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

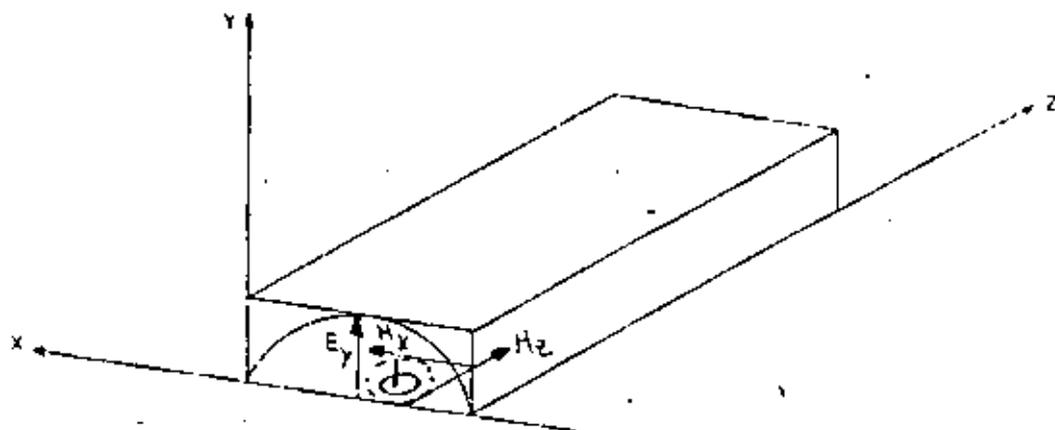


FIG. (2.6)

La antena deberá colocarse en el centro de la dimensión  $a$ , para que el campo  $\vec{E}$  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 T.E.<sub>1,0</sub> es por medio de un arco, cuya sección transversal sea paralela al eje  $y$ ; ya que si a un arco 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 arco deben ser comparables con  $\lambda/4$  ó un múltiplo.

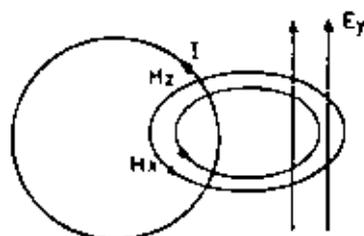


FIG. (2.7)

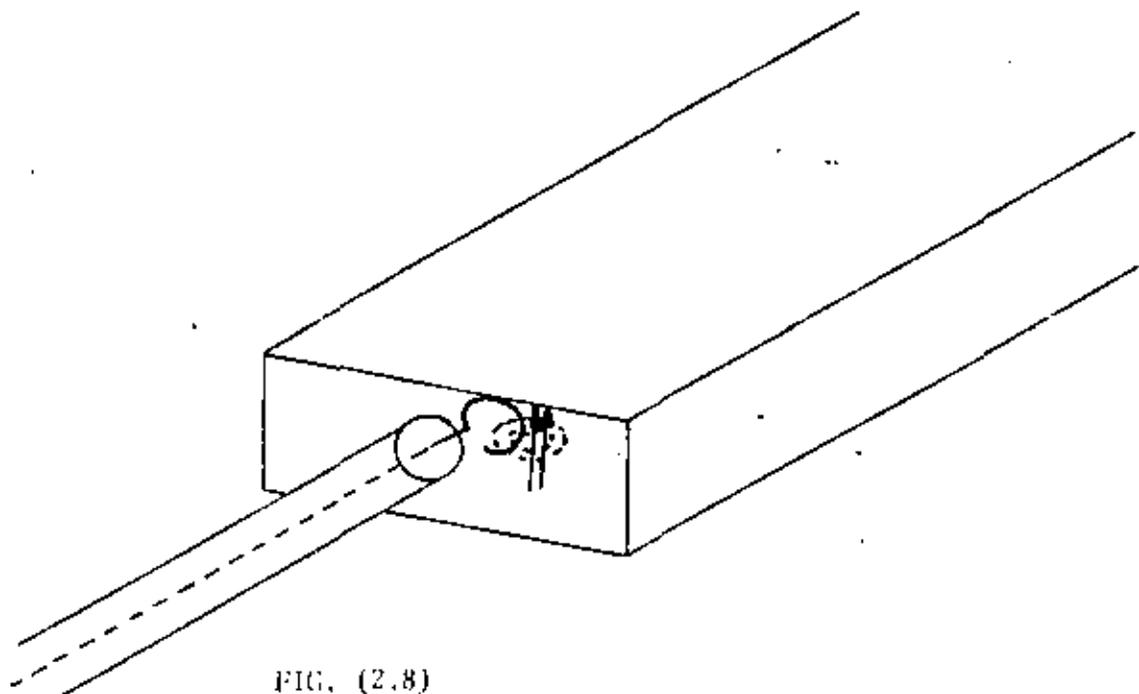


FIG. (2.8)

El aro excitador, deberá colocarse al centro de la cara frontal de la guía, según se observa en la siguiente figura:

Modo T.E.<sub>2,0</sub>

Un par de antenas paralelas al eje  $y$  generará 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  $180^\circ$  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:

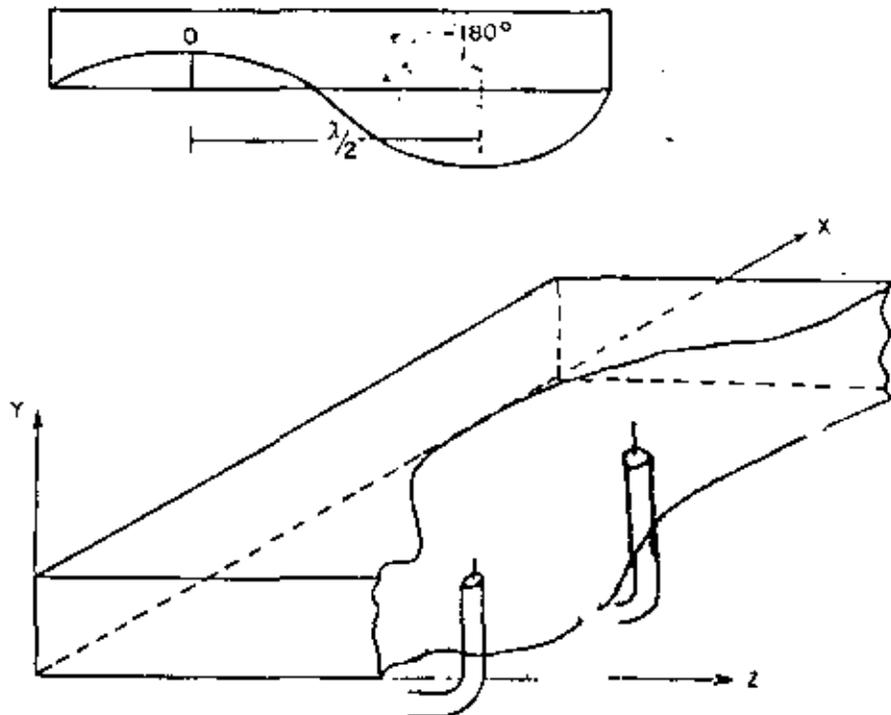


Fig. (2.9)

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.

## 2.5 CIRCUITOS RESONANTES

Los circuitos resonantes ~~son~~ de gran importancia para circuitos osciladores, amplificadores entonados, redes de filtros de frecuencia, wavemetros para medir frecuencia, etc. a todas las -- frecuencias desde unos cuantos ciclos por segundos hasta fre -- cuencias que incluyen las frecuencias de la luz.

Los circuitos resonantes eléctricos tienen muchas característi -- cas en común y valdrá la pena revisar algunas de estas caracte -- rísticas, empleando una red en paralelo de parámetros concen -- trados RLC convencional como un ejemplo. La fig.(2.10) ilustra un circuito resonante a baja frecuencia típico. La resisten -- cia 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 potencia extraída del sistema re -- sonante por alguna carga externa acoplada al circuito resona -- te.

A resonancia la impedancia de entrada es puramente real e i -- gual a R.

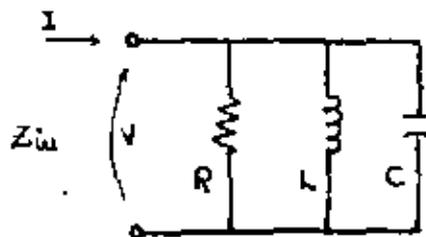


Fig-(2.10)

Esto implica que las energías promedio almacenadas en los cam -- pos eléctrico y magnético sean iguales.

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + 2j\omega(W_m - W_c)} \quad \dots (2.128)$$

Esta ecuación es válida para cualquier circuito de una puerta -- previendo que se use una corriente terminal I, equivalente de -- finida adecuadamente

Así la resonancia siempre ocurre cuando  $W_m = W_e$ , 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

$$W_m = \frac{1}{4} L I_L I_L^* = \frac{1}{4} L \left| \frac{V}{\omega L} \right|^2 = \frac{1}{4\omega^2 L} V V^* \quad \text{---(2.130)}$$

la frecuencia resonante  $\omega_0$  se encuentra ahora igualando  $W_m = W_e$

$$\frac{1}{4} V V^* C = \frac{1}{4\omega_0^2 L} V V^*$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Un parámetro importante que especifica la selectividad de frecuencia, y el funcionamiento 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

$$Q = \frac{\omega (\text{ENERGÍA PROMEDIO VARIANDO CON EL TIEMPO ALMACENADA EN EL SISTEMA})}{\text{PERDIDA DE ENERGÍA POR SEGUENDO EN EL SISTEMA}}$$

A resonancia  $W_m = W_e$  y dado que el valor pico de la energía eléctrica almacenada en el capacitor es  $2W_e$  y ocurrirá cuando la energía almacenada en el inductor es cero y viceversa, la energía promedio  $W$  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  $\frac{1}{2} G V V^*$  y es la pérdida de energía por segundo, entonces para el circuito de la fig.(2.10)

$$Q = \frac{\omega (C V V^* / 2)}{\frac{1}{2} G V V^*} = \frac{\omega C}{G} = \omega R C = \frac{R}{\omega L} \quad \text{-----(2.132)}$$

Dado que  $\omega^2 LC = 1$  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 -

$$Y_{in} = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad \text{-----(2.133)}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j(\omega_0 + \Delta\omega)C + \frac{1}{j(\omega_0 + \Delta\omega)L}}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C + \frac{1 - \Delta\omega/\omega_0}{j\omega_0 L}}$$

Si se considera:  $\frac{1}{\omega_0 + \Delta\omega} \approx \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \Big|_{\omega_0}$        $\frac{1}{1+u} \approx 1-u$

Si  $u$  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:

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) + j\Delta\omega C}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L} - \frac{\Delta\omega}{j\omega_0^2 L} + j\Delta\omega C}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} - \frac{\Delta\omega}{j\omega_0^2 L} + j\Delta\omega C} = \frac{1}{\frac{j\omega_0^2 L - R\Delta\omega + j\Delta\omega C R j\omega_0^2 L}{R j\omega_0^2 L}} =$$

$$Z_{in} = \frac{jR\omega_0^2 L}{j\omega_0^2 L + j^2 R\Delta\omega + j^2 (\Delta\omega R C j\omega_0^2 L)} = \frac{R\omega_0^2 L}{\omega_0^2 L + jR\Delta\omega + j(\Delta\omega R C L/\omega_0)}$$

$$Z_{in} = \frac{R\omega_0^2 L}{\omega_0^2 L + j2R\Delta\omega} = \frac{R}{1 + j(2R\Delta\omega/\omega_0^2 L)} = \frac{R}{1 + j2Q(\Delta\omega/\omega_0)}$$

En la fig(2.11), se muestra una gráfica de  $Z_{in}$  en función de  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  la cual es una curva típica de resonancia

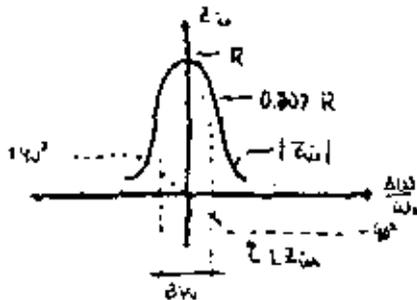


Fig. (2.11)

$$Z_{in} = \frac{R}{\sqrt{1 + 4Q^2(\Delta\omega/\omega_0)^2}} \quad \left| 0^\circ - 45^\circ \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0} \right.$$

----- (2.134)

$$\phi = \pm \tan^{-1} \frac{2Q \Delta\omega/\omega_0}{1}$$

Cuando  $Z_{in}$  ha decaído a 0.707 de su valor máximo, su ángulo de fase es  $45^\circ$  si  $\omega < \omega_0$  y  $-45^\circ$  si  $\omega > \omega_0$ . De (2.134) el valor correspondiente  $\Delta\omega$  estará dado por

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  $(Z_m)$  es igual a 0.707 de su valor máximo para un circuito resonante en serie, esta definición se aplica a  $|Y_{in}|$

Si el resistor  $R$  de la fig(2.10) representa solamente las pérdidas en el circuito resonante, el  $Q$  dado por(2.132) 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 a - mortiguamiento  $\delta$ . Este parámetro mide el valor al cual las oscilaciones decaerían si la fuente de excitación fuera quitada. Para un circuito de alto  $Q$ ,  $\delta$  puede evaluarse en términos del  $Q$ , empleando una técnica de perturbación.

Con pérdidas presentes, la energía almacenada en el circuito-

resonante decaerá a un valor que es proporcional a la energía promedio presente en cualquier tiempo (Dado que  $P_e \propto VV^*$  y  $W \propto VV^*$ , tenemos  $P_l \propto W$ ), 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 decremento 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:

$$\delta = \frac{P_l}{2W} = \frac{\omega}{2} \frac{P_l}{\omega W} = \frac{\omega}{2Q} \quad \text{-----(2.139)}$$

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 puede "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 ésto es que los circuitos de parámetros concentrados tienen muy altas pérdidas de radiación que son efectivas 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 éste parámetro la impedancia puede modificarse tomando en cuenta las pérdidas, reemplazando la frecuencia de resonancia  $\omega_0$  por una frecuencia resonan-

te compleja equivalente

$$\omega_0 = \left(1 + \frac{j}{2Q}\right) \omega_0 = \omega_0 + j\delta$$

note que la ec. (2.134) queda:

$$Z_{in} = \frac{\omega_0 R / 2Q}{j[\omega - \omega_0(1 + j/2Q)]}$$

La cual muestra que cuando perdidas (de la cavidad) están presentes esto es equivalente a tener una frecuencia resonante compleja  $\omega_0(1 + j/2Q)$ . Esta ecuación desprecia 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.

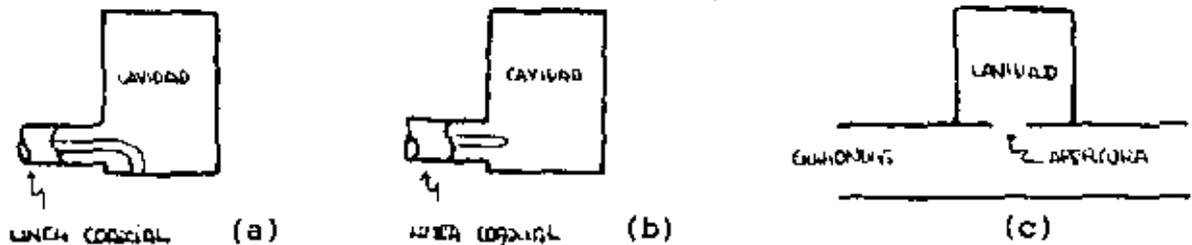


Fig. (2.12)

Metodos de acoplamiento de una cavidad

- a) Acoplamiento con loop
- b) Acoplamiento con prueba
- c) Acoplamiento con abertura

## CAVIDADES RECTANGULARES.

La fig(2.13) ilustra una cavidad rectangular de altura  $b$ , ancho  $a$ , y longitud  $d$ .

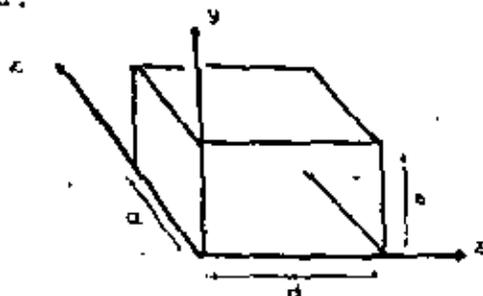


Fig. (2.13)

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)

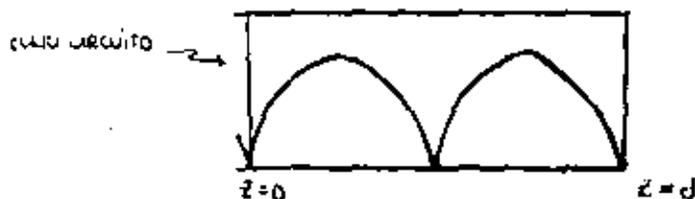


Fig. (2.14)

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  $M, n$  de  $TE$  ó  $TM$  la constante de propagación, está dada por

$$\beta_{mn}^2 = \omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2$$

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 - (m\pi/a)^2 - (n\pi/b)^2$$

Nosotros requerimos que  $\beta_{nm} d = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{1}{2} \rho \lambda = \nu \pi$  ; donde  $\ell$  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  $B_{m,n}$  estará dada por

$$\beta_{nm} = \nu \pi / d ; \quad \nu = 1, 2, 3, \dots$$

Sin embargo esta relación es consistente con la expresión ya conocida solamente para ciertos valores discretos de  $k_0$  solamente si  $k_0 = k_{mn\ell}$ , donde  $k_{mn\ell}$  está dada por

$$k_{mn\ell} = \left[ \beta_{mn}^2 + (\frac{m\pi}{a})^2 + (\frac{n\pi}{b})^2 \right]^{1/2}$$

Estos valores particulares de  $k_0$  dan las frecuencias resonantes de la cavidad.

$$k_{mn\ell} = \left[ \left( \frac{\nu \pi}{d} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$f_{mn\ell} = \frac{c k_{mn\ell}}{2\pi} = c \left\{ \frac{1}{4d^2} \left[ \left( \frac{\nu \pi}{d} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \right] \right\}^{1/2}$$

$$f_{mn\ell} = c \left[ \left( \frac{\nu}{2d} \right)^2 + \left( \frac{m}{2a} \right)^2 + \left( \frac{n}{2b} \right)^2 \right]^{1/2} \quad \text{----- (2.141)}$$

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 representa 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  $TE_{101}$

Si  $b < a < d$ , éste será el modo con la frecuencia de resonancia más baja y corresponde al modo  $TE_{10}$  es una guía de onda rectangular.

Los subíndices de modo  $mnl$  indican el número de medias variaciones senoidales 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  $TE_{10}$ , tenemos

$$H_z = (A^+ e^{-j\beta_0 z} + A^- e^{j\beta_0 z}) \cos \frac{\pi x}{a}$$

$$H_x = (j\beta_{10} a / \pi) (A^+ e^{-j\beta_{10} z} - A^- e^{j\beta_{10} z}) \sin \frac{\pi x}{a}$$

$$H_y = E_y = E_z = 0$$

$$E_y = (-j k_0 z_0 a / \pi) (A^+ e^{-j\beta_{10} z} + A^- e^{j\beta_{10} z}) \sin \frac{\pi x}{a}$$

Donde  $A^+ A^-$  son constantes de amplitud para los modos propagándose en las direcciones  $+Z$  y  $-Z$  respectivamente. Para hacer  $E_y = 0$  en  $z=0$  y  $z=d$ , se requiere que  $A^- = -A^+$ , así que

$$\begin{aligned} A^+ e^{-j\beta_{10} z} + A^- e^{j\beta_{10} z} &= A^+ e^{-j\beta_{10} z} - A^+ e^{j\beta_{10} z} = A^+ (e^{-j\beta_{10} z} - e^{j\beta_{10} z}) \\ &= -A^+ (e^{j\beta_{10} z} - e^{-j\beta_{10} z}) = -2jA^+ \sin \beta_{10} z \end{aligned}$$

y también escogiendo a  $\beta_{10} = \frac{\pi}{d}$  para  $l=1$ . El correspondiente valor de  $k_0 = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$  es así

$$\omega \sqrt{\mu\epsilon} = k_0 = k_{0x} = \left[ \left( \frac{\pi}{d} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{a} \right)^2 \right]^{1/2} = \left[ \left( \frac{\pi}{a} \right)^2 + \epsilon_0^2 \right]^{1/2}$$

y esto determina la frecuencia de resonancia. La solución para los campos pueden expresarse ahora de la siguiente manera

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \frac{-2jA^+ \sin \beta_{10} z (-j k_0 Z_0 a)}{\pi} \sin \frac{\pi x}{a} \\ E_y &= \frac{-2A^+ k_{01} Z_0 a}{\pi} \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi}{d} z \end{aligned} \right\} \text{----- (2.142)}$$

$$\left. \begin{aligned} H_x &= \frac{2jA^+ a}{d} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi z}{d} \\ H_z &= -2jA^+ \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{d} \end{aligned} \right\} \text{----- (2.143)}$$

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.

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{4} \int_0^a \int_0^b \int_0^d E_y E_y^* dx dy dz$$

$$W_e = \frac{\epsilon_0}{4\pi^2} a^3 b d k_{01}^2 Z_0^2 |A^+|^2$$

$$W_m = \frac{\mu_0}{4} \int_0^a \int_0^b \int_0^d (H_x H_x^* + H_z H_z^*) dx dy dz = W_e$$

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

$$P_p = \frac{R_s}{2} \oint_{\text{PAREDES DE LA GUÍA}} \vec{J}_s \cdot \vec{J}_s^* dV = \frac{R_s}{2} \oint_{\text{PAREDES DE LA GUÍA}} \vec{H} \cdot \vec{H}^* dS$$

$$P_p = \frac{R_s}{2} \int_{\text{PAREDES DE LA GUÍA}} |\vec{H}_{\text{TANGENCIAL}}|^2 dS \quad \text{---- (2.145)}$$

Donde  $R_s = \frac{1}{\sigma \delta}$  es la parte resistiva de la impedancia superficial que presenta la pared conductora que tiene una conductividad  $\sigma$  y para la cual la profundidad de penetración es  $\delta = \left( \frac{2}{\omega \mu \sigma} \right)^{1/2}$ . En (2.145)  $H_{\text{TANGENCIAL}}$  es el campo magnético tangencial en la superficie de las paredes de la cavidad sustituyendo 2.143 en 2.145 nos resulta

$$P_p = |\eta^+|^2 R_s \frac{2a^3b + 2d^2b + ad^3 + cd^3}{d^4}$$

Empleando 2.135 encontramos que el Q está dado por

$$Q = \frac{W W}{P_s} = \frac{2(W)W_0}{P_e} = \frac{2\omega \epsilon_0 a^3 b d k_{01}^2 Z_0^2 |A^1|^2 d^2}{4\pi^2 (2a^3 b + 2d^3 b + a d^3 + d a^3) |A^1|^2 R_s}$$

$$= \frac{\omega \epsilon_0 k_{01}^2 Z_0^2 a^3 d^3 b}{2\pi^2 R_s (2a^3 b + 2d^3 b + a d^3 + d a^3)}$$

$$Q = \frac{(k_{01} a d)^2 b Z_0}{2\pi^2 R_s (2a^3 b + 2d^3 b + a d^3 + d a^3)} \quad \text{--- (2.146)}$$

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 exactitudes del orden del 10% a mayor.

La derivación de estas fórmulas requieren la solución detallada de problemas 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 metálicas 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 la muestra

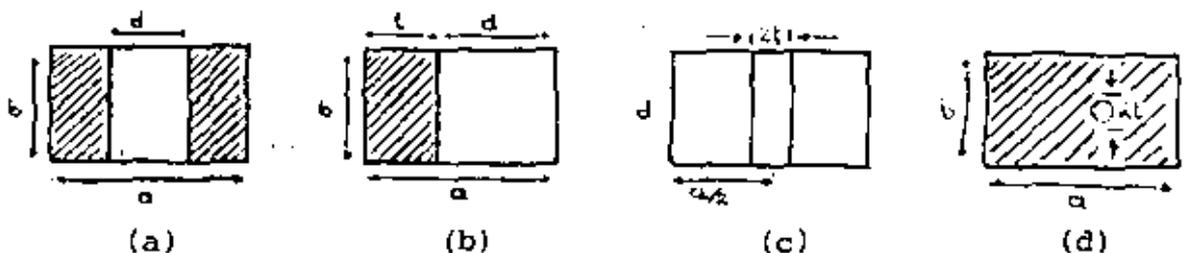


FIG. ( 2.15)

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 satisfacen

las condiciones de frontera

requeridos de un campo eléctrico 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)

$$\bar{B} = \frac{4\pi}{\beta a} \left( \frac{at}{2} \right)^2 \frac{\pi d}{2a} \left( 1 + \frac{ak^4 - 3\pi}{4\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\pi d}{a} \right)$$

donde:

$$\beta = \sqrt{k_0^2 - (\pi/a)^2} \quad \text{y} \quad k_3 = \sqrt{(3\pi/a)^2 - k_0^2}$$

Para el poste inductivo delgado de la fig. 2.15c es.

$$\bar{B} = \frac{4\pi}{\beta a} \left[ \ln \frac{a}{\pi t} - 1 + 2 \left( \frac{a}{\pi t} \right)^2 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( \frac{\pi}{ak_n} - \frac{1}{n} \right) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\pi t}{a} \right]^{-1}$$

Donde  $k_n = [ (n\pi/a)^2 - k_0^2 ]^{1/2}$  y  $t$  es el radio del poste. Para la pequeña apertura circular centrada de la fig. 2.15d

Ventanas simétricas. Ventana simétrica formada por un obstáculo de cero espesor con lados paralelos al campo eléctrico. (Modo TE<sub>10</sub> en guía de onda rectangular)

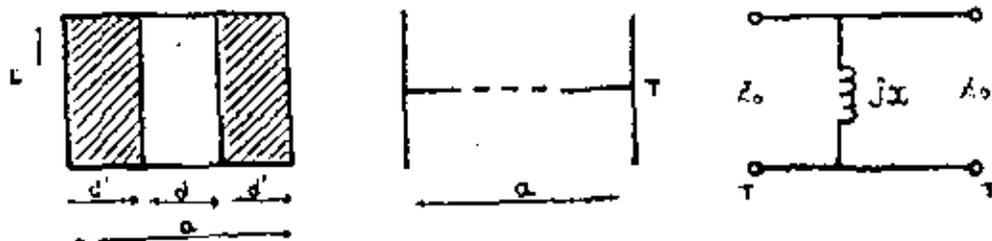


Fig. (2.16)

Parámetros del circuito equivalente en el plano terminal T

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \frac{T_0^2}{2a} \left\{ 1 + \frac{3}{4} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 - (2a/3\lambda)^2}} - 1 \right] \text{Sen}^2 \frac{\pi d}{a} + 2 \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[ 1 - \frac{4}{\pi} \frac{E(\alpha) - \beta^2 F(\alpha)}{\alpha^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)}{\beta^2} - \frac{1}{12} \text{Sen}^2 \frac{\pi d}{a} \right] \right\} \quad \text{--- (2.147)}$$

$$\frac{X}{Z_0} \cong \frac{a}{\lambda_g} \frac{T_0^2}{2a} \left[ 1 + \frac{1}{16} \left( \frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \right] \quad \text{--- (2.148)} \quad ; \quad \frac{d}{a} \ll 1 \quad \text{Donde:}$$

$$\alpha = \text{Sen} \frac{\pi d}{2a}$$

$$\frac{X}{Z_0} \cong \frac{a}{\lambda_g} \frac{T_0^2}{a} \left[ 1 + \frac{2}{3} \left( \frac{\pi d'}{\lambda} \right)^2 \right] \quad \text{--- (2.149)} \quad ; \quad \frac{d'}{a} \ll 1 \quad \beta = \text{Cos} \frac{\pi d}{2a}$$

F(α) y E(α) 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:

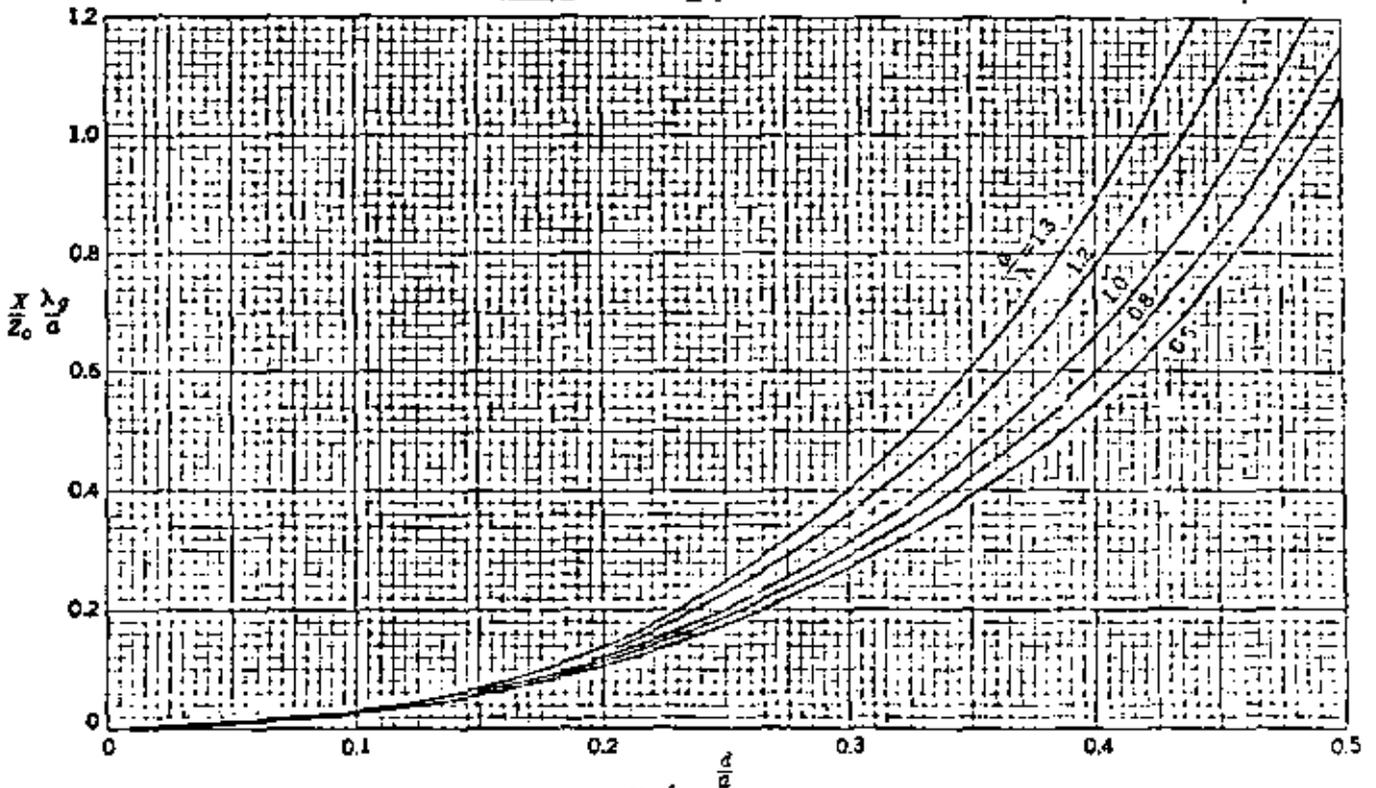
$$\sqrt{(\gamma\pi/a)^2 - (2\pi/\lambda)^2} \cong \frac{\gamma\pi}{a} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{2a}{\pi\lambda} \right)^2 \right]$$

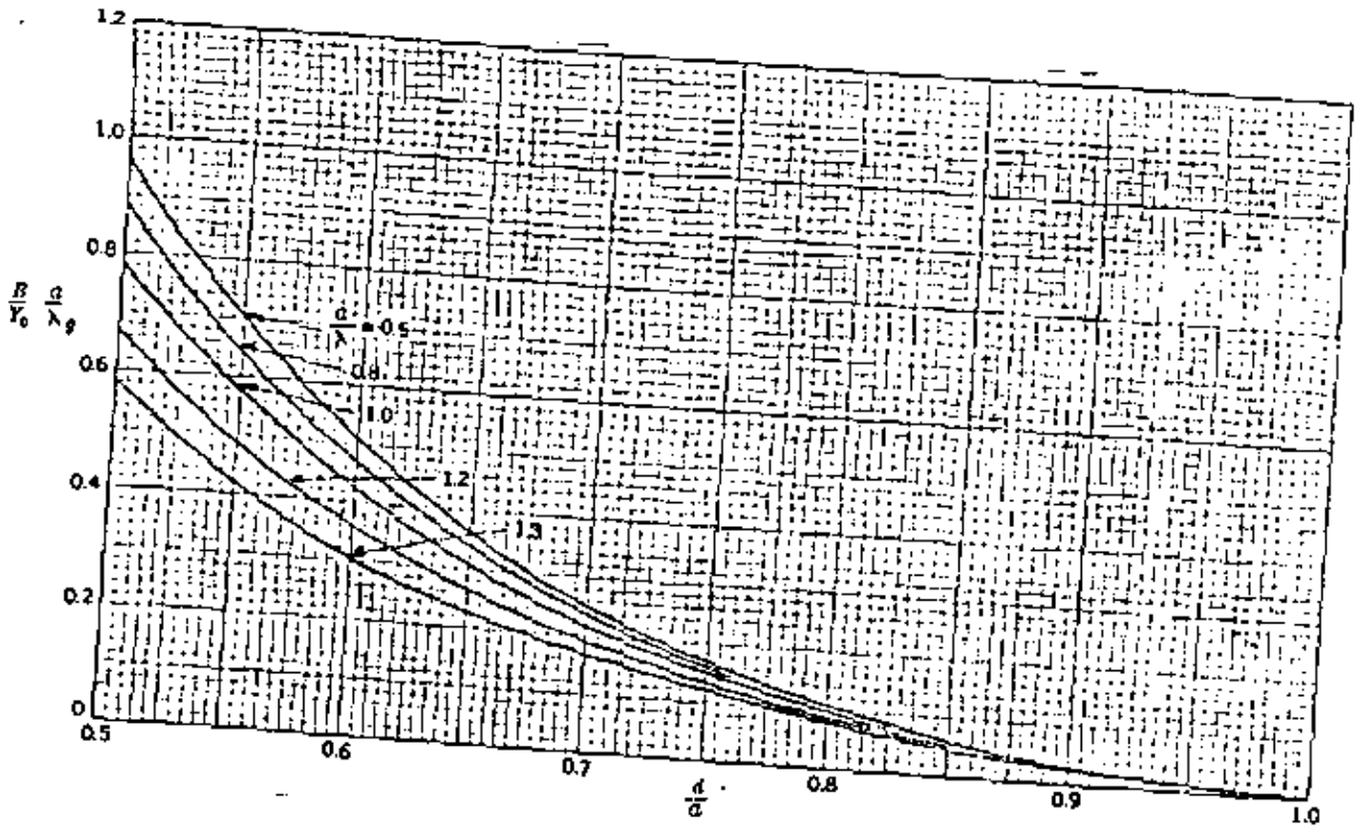
para  $n \geq 5$ . En el rango  $\lambda < 2a$ , la ec. (2.147) se estima que tiene un error menor que el 1%, para  $\frac{2a}{3} < \lambda < a$  el error es grande pero la estimación no se dispone.

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  $d < 0.5a$  y  $a < 0.9\lambda$ . La ecuación (2.149) es una forma aproximada válida en el rango de obstáculos pequeños, para  $d < 0.2a$  y  $a < 0.9\lambda$  coincide con la ecuación (2.147) dentro del 5%.

RESULTADOS NUMERICOS.- A partir de la ecuación (2.148)  $\frac{X \lambda_g}{Z_0 a}$  se encuentra graficada en la figura 5.2-2 (pag. 222 Marcuvitz) en función de  $\frac{d}{a}$  en el rango de 0 a 0.5 y para varios valores de  $a/\lambda$ . En la fig. 5.2-3 (pag. 222 Marcuvitz) la cantidad inversa  $\frac{Ba}{Y_0 \lambda_g} = \frac{Z_0 a}{X \lambda_g}$  esta dada en función de  $d/a$  en el rango de 0.5 a 1.





### III DESCRIPCION DE LA LINEA DE TRANSMISION 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.

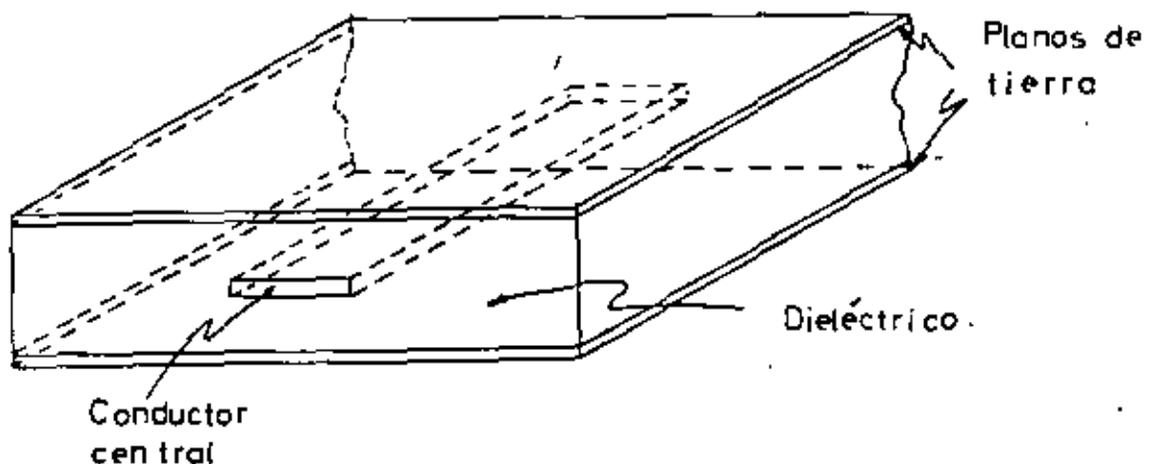


Fig. 3.1 Línea de transmisión del tipo cinta típica.

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. EVOLUCION DE LA LINEA DE TRANSMISION 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.

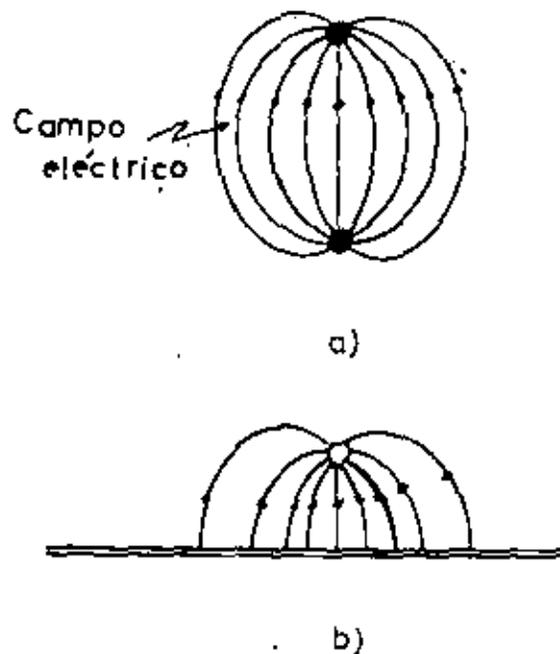


Fig. 3-2.- Evolución de la línea de transmisión del tipo cinta  
 a) Línea de transmisión formada por dos conductores paralelos.  
 b) Distribución del campo eléctrico cuando se inserta una placa metálica altamente conductora.

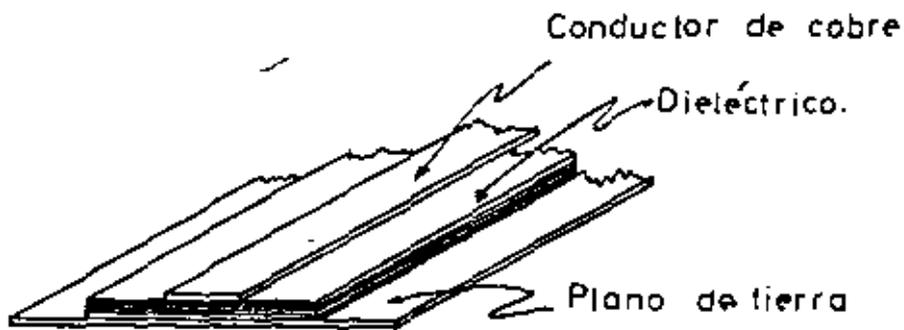


Fig. 3.3 Micro cinta.

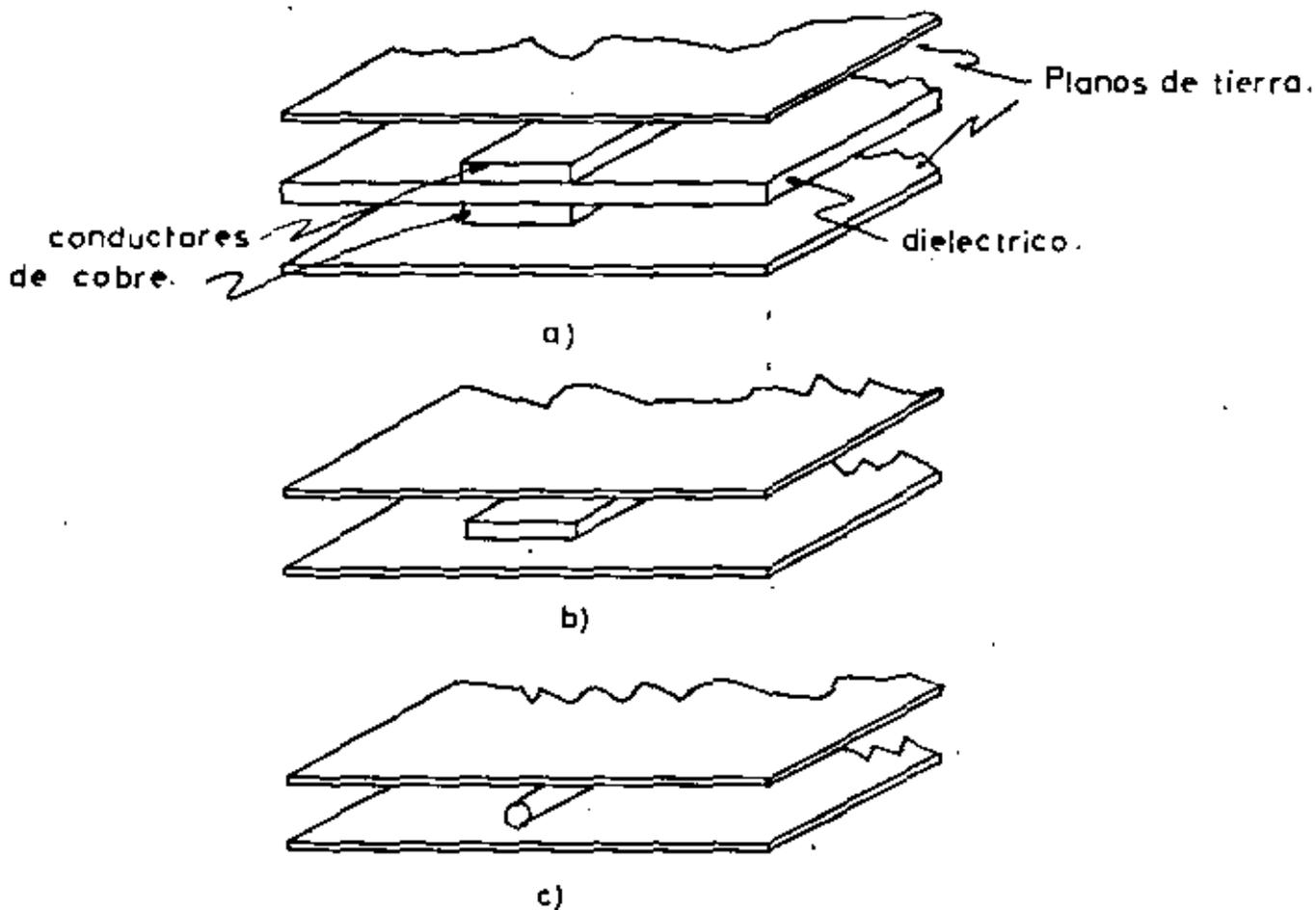


Fig. 3.4 Línea tipo cinta blindada.

- a).- Línea tipo cinta con dieléctrico como soporte del conductor central.
- b).- Línea tipo cinta con dieléctrico de aire.
- c).- Línea tipo cinta con un conductor central de sección circular.

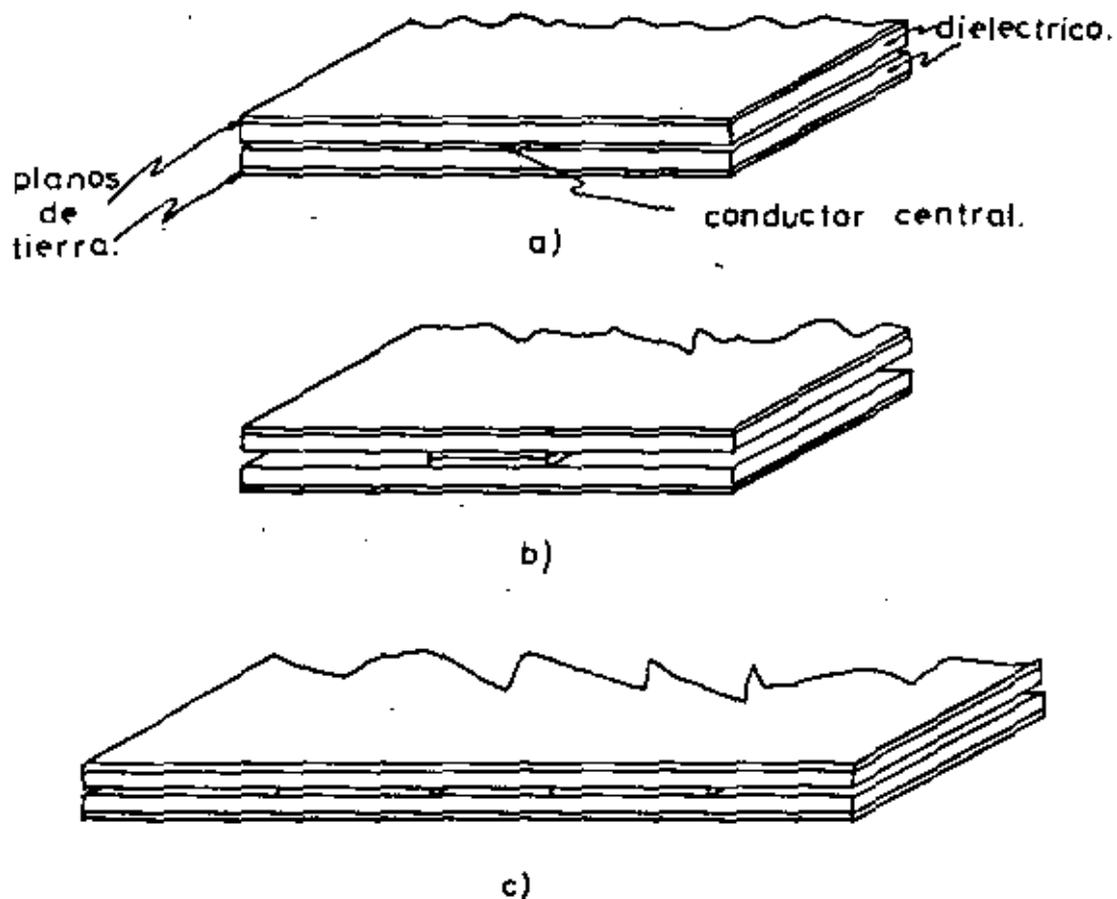


Fig. 3.5 Línea tipo cinta con conductor central impreso en el dieléctrico.

- a).- Conductor central impreso en una sola cara del dieléctrico.
- b).- Conductor central impreso en ambas hoja 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" ó 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 existe 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.

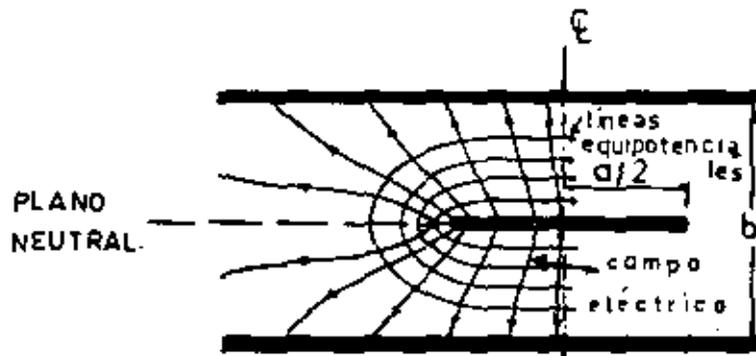


Fig. 3.6 Distribución de el campo eléctrico en una línea de transmisión en forma de cinta.

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 orilla 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/K

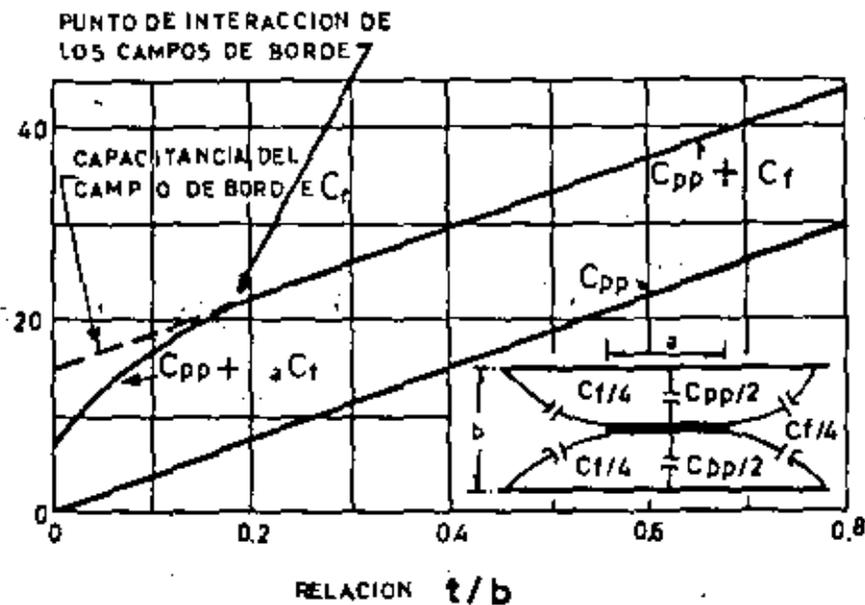


Fig. 3.7 Gráfica de capacitancia para una línea de transmisión en forma de cinta con un espesor aproximado a cero.

Cuando 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.

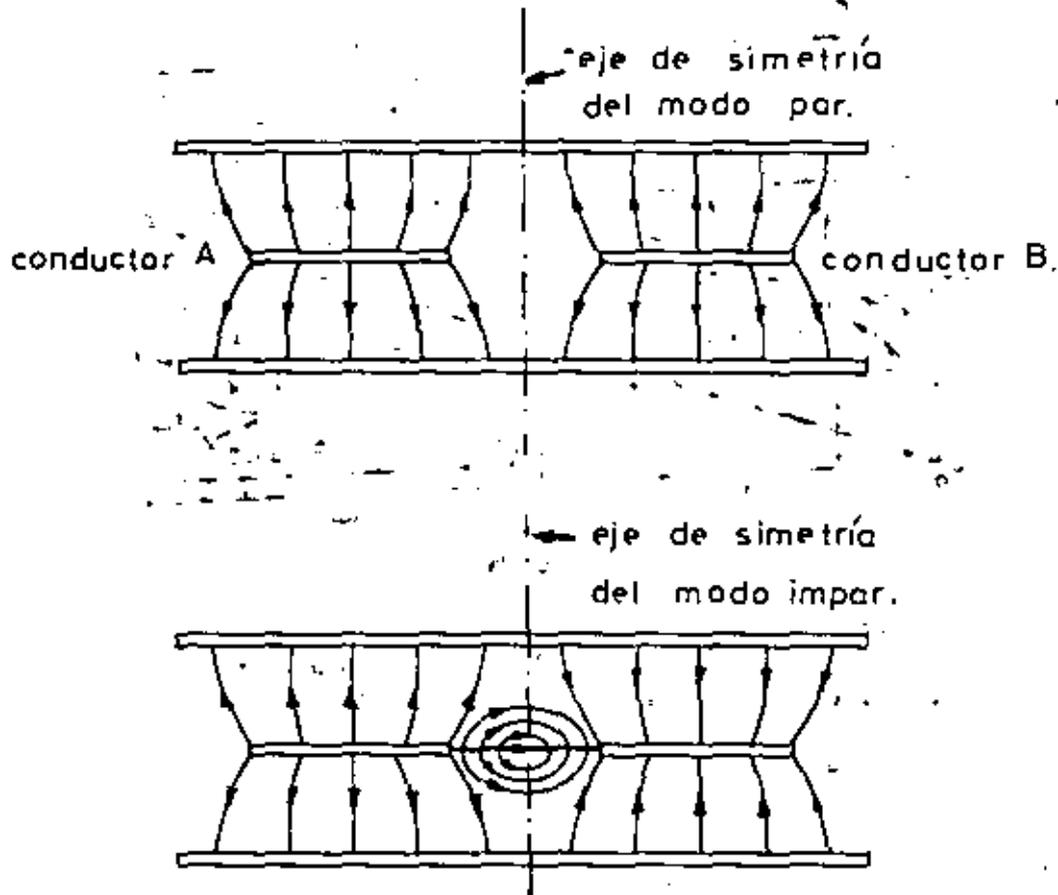


Fig. 3.8 Distribución del campo eléctrico del modo para e impar en una línea del tipo cinta acoplada.

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 sobreponen 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  $\lambda$  es la longitud de onda en el dieléctrico) para que exista un máximo acoplamiento.

### 3.4. IMPEDANCIA DE LA LINEA.

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  $\epsilon$  y una permeabilidad magnética  $\mu$ ; 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.

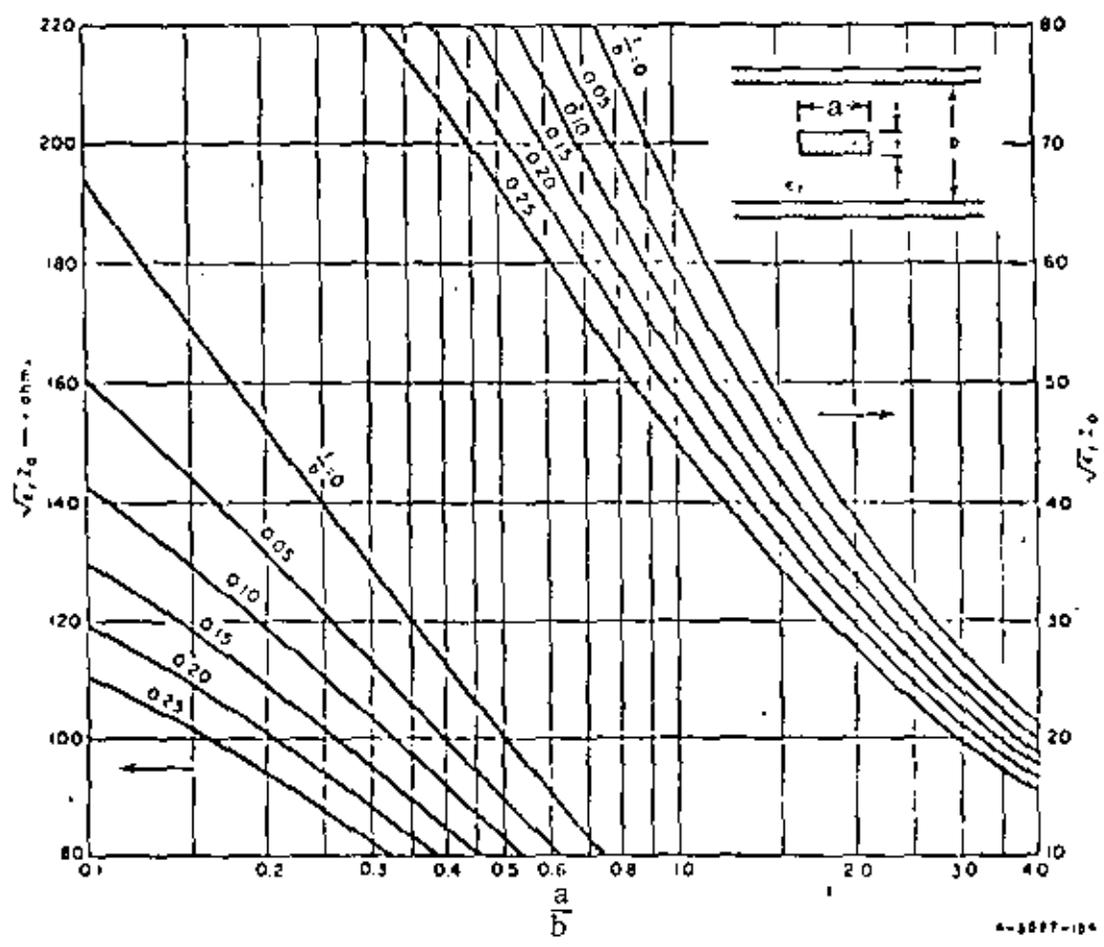


Fig. 3.9 Gráfica de  $Z_0$  en función de  $\frac{a}{b}$  para varios valores de  $\frac{t}{b}$

### 3.5. CAPACITANCIA E INDUCTANCIA DE LA LÍNEA.

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  $\mu\mu$  farads por unidad de longitud para el caso de tres planos paralelos está dada por<sup>1</sup>

$$C_{pp} = 0.8976 \frac{a/b}{1-t/b} \epsilon \quad (3.6)$$

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,  $\epsilon$  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  $C_f$  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 entonces<sup>2</sup>;

$$Z_0 = \left( \frac{\mu}{\epsilon} \right)^{1/2} \left( \frac{1-t/b}{0.8976(a/b) + (1-t/b)C_f} \right) \quad (3.7)$$

<sup>1</sup>Referencia 8.

<sup>2</sup>Referencia 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 corto 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.

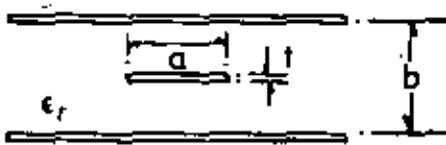
Para permitir un entonamiento con un capacitor variable, se emplean stubs en circuito abierto con una carga capacitiva. El circuito puede hacerse el cual aparezca primeramente capacitivo o inductivo dependiendo de que el stub sea menor o mayor que  $\lambda/4$ .

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 conformal<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>referencia (10).

IMPEDANCIA CARACTERISTICA.



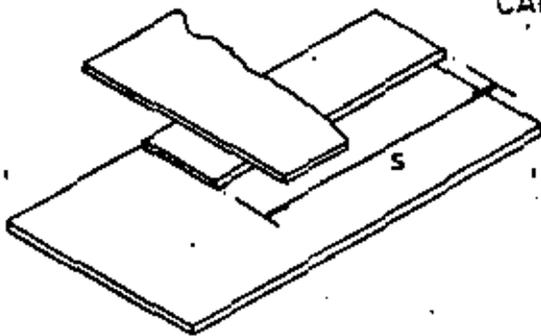
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left| \frac{4b}{d_0 \pi} \right| \text{ Ohms.}$$

$\epsilon_r$  = CONSTANTE DIELECTRICA RELATIVA.

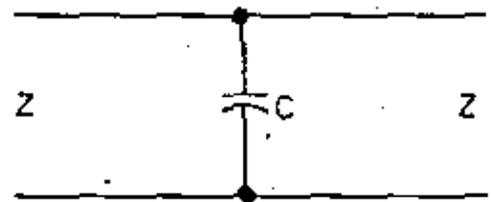
$d_0$  = DETERMINADA DE GRAFICAS DE REFERENCIA 3

a)  $a/b < 0.35$

CAPACITANCIAS EN PARALELO.



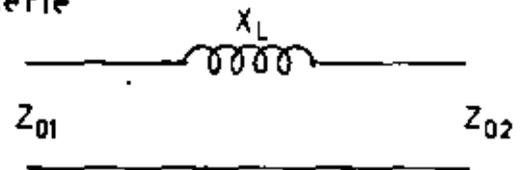
s en pulgadas



$$C \approx 0.9 \epsilon_r s \frac{a}{b} \text{ pf.}$$

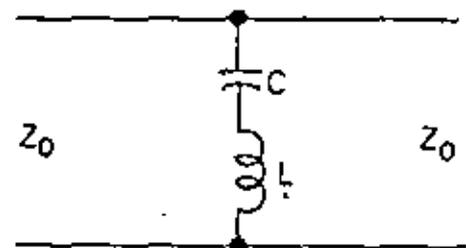
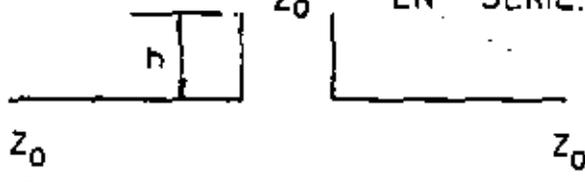
b)

Inductancias en serie



$$\frac{X_L}{Z_{02}} = \left[ \frac{2a_2 \cdot (4b/\lambda) \ln 2}{\lambda} \right] \csc \left[ \frac{\pi}{2} \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \right] \quad \text{c)}$$

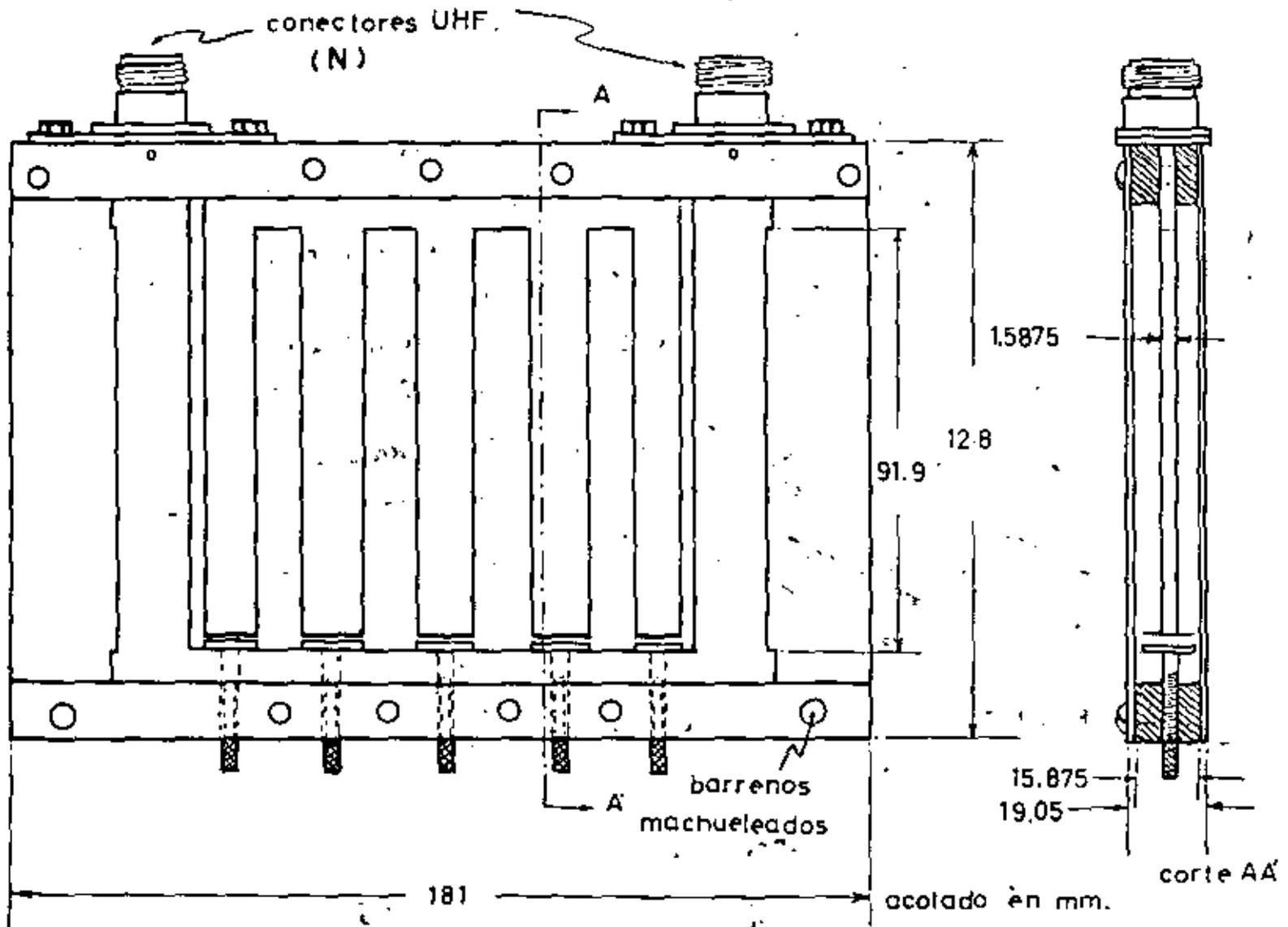
CIRCUITO PARALELO CON RESONADOR EN SERIE.



$B_{oc}$  SUSCEPTANCIA

$$B_{oc} = \frac{j}{Z_0} \tan \left[ 2\pi \frac{h}{\lambda} \right] \text{ mhós} \quad \text{d)}$$

Fig. 3.10 Relaciones equivalentes de impedancias.



PLANO DE TIERRA

ESPACIADORES

MATERIAL AISLANTE  
CALADO EN ESTE  
PUNTO.CIRCUITO IMPRESO  
EN AMBAS CARAS  
DE EL DIELECTRICO.

PLANO DE TIERRA.

MATERIAL AISLANTE  
(ENOLICO)

DIELECTRICO.

Fig. 3.11 filtros pasa banda en strip-line

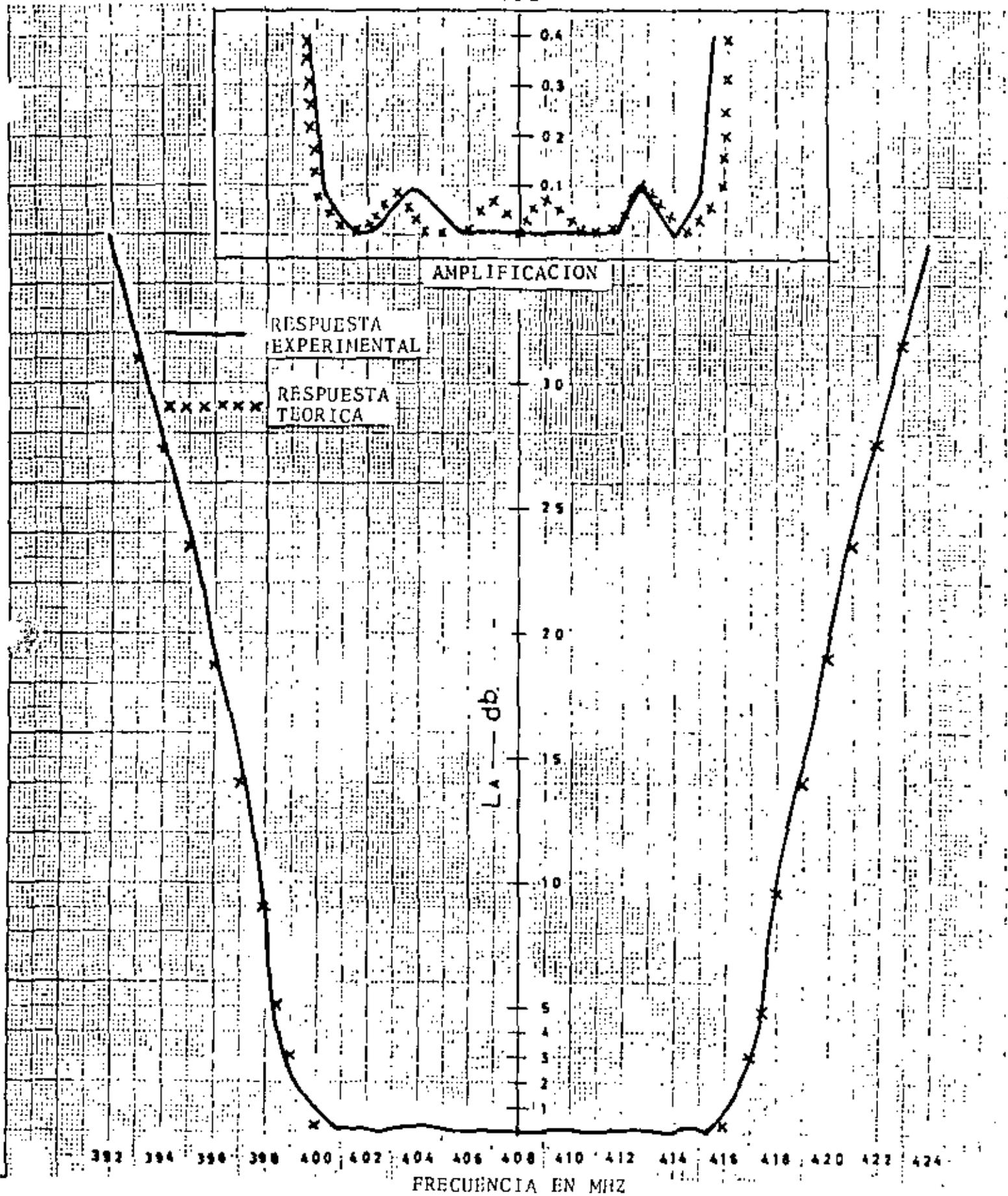


Fig. 3 . 12 Respuesta teórica y experimental del filtro pasabanda tipo "peine"

## 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 Electromagneticas y Sistemas Radiantes  
Paraninfo.
- 4.- H A. Atwather  
"Introducción 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 Dāngl and Kenneth P. Steele  
"Using Strip Transmisi3n line to desing Microwave  
Circuits, Part I  
Microwave, February 7, 1966 Pags 72-76.
- 8.- R. M. Barrett  
"Etched Sheets Serve as Microwave components"  
Electronics, June . 1952 pags 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 PGMTT-3, 2 March 1955 pages 119-126.
- 10.- N.A. Begovich, and A.R. Margolin  
"Theoretical and experimental studies of a strip  
transmission line"  
International Technical Memo No. 234  
Hughes Aircraft Co. May 12, 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.



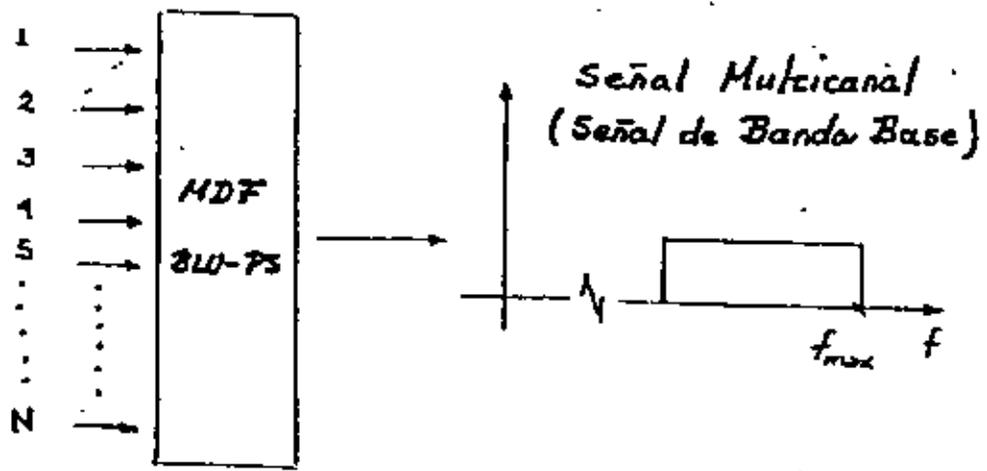
**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**

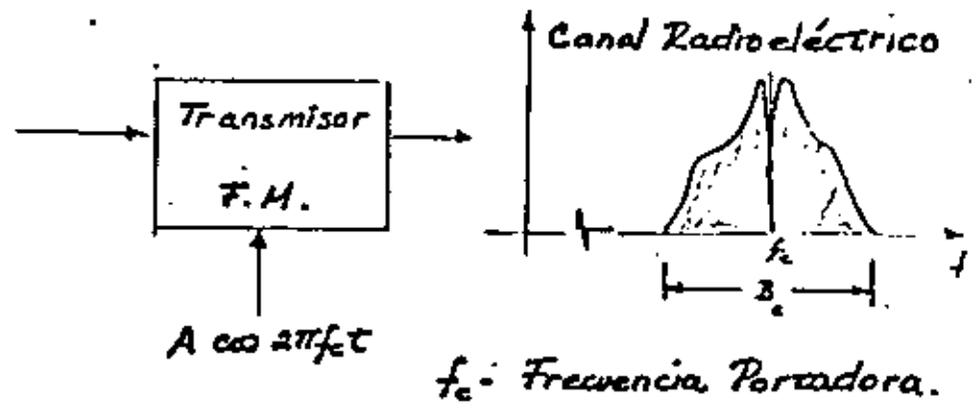
**PLANES DE FRECUENCIA**

Ing. Jesús Reyes García

*17* AGOSTO, 1982



Sistema de Multicanalización  
 por División en Frecuencia  
 utilizando banda lateral única  
 con portadora suprimida



SEÑAL MULTICANAL.

Bandas de Frecuencia Ocupadas por una Señal Multicanal.

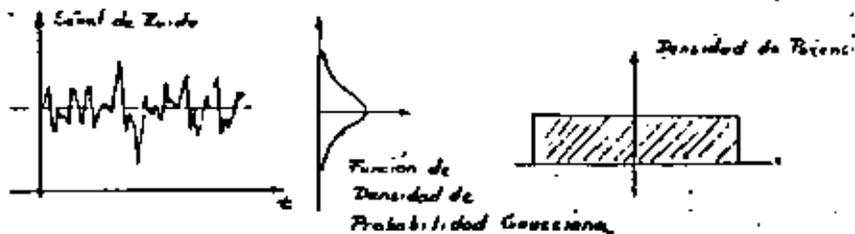
En la tabla que se muestra a continuación se dan las bandas de frecuencia que ocupan los canales telefónicos cuando han sido multicanalizados por división de frecuencia de acuerdo a la Recomendación 380-3 del CCIR.

No. de canales telefónicos	24	48	120	300	600	960	1.200	1.800	2.700
Banda de frecuencias ocupada por los canales telefónicos en KHz.	12-168 48-200	12-732 48-300	12-1312 48-392	60-1.300 64-1.298	60-3.340 64-3.340	60-5.876 64-5.876	60-8.412 64-8.412	112-8.204 116-8.204	112-12.712 116-12.712

Características de la Señal Multicanal.

La suma de todas las señales de los canales telefónicos que forman la señal multicanal dan origen a una señal que se asemeja grandemente al ruido gaussiano limitado en banda.

El ruido gaussiano limitado en banda ( ruido blanco filtrado ) tiene una distribución uniforme de potencia en la banda de frecuencias donde existe y una amplitud que varía con el tiempo de acuerdo a una función de densidad de probabilidad normal ó gaussiana.



De acuerdo a la recomendación G233 del CCITT la señal multicanal durante la hora cargada puede simularse por medio de una señal de ruido de espectro uniforme que se distribuya en toda la banda ocupada por los canales telefónicos y cuyo nivel absoluto de potencia media en un punto de nivel relativo cargado venga dado por las siguientes formulas:

$$P_{med} = -1 + 4 \log N \text{ dBmO, si } 12 \leq N < 240$$

$$P_{med} = -15 + 10 \log N \text{ dBmO, si } N \geq 240$$

siendo N el número total de canales telefónicos del sistema.

Capacidad en número de canales.	12	24	60	120	300	600	960	1.800	2.700
Potencia media en dBmO.	3,3	4,5	6,1	7,3	9,8	12,8	14,8	17,8	19,3

Estos niveles de potencia media vendrían siendo los que tendría la señal multicanal real aproximadamente.

También para una señal multicanal se deben considerar dos niveles adicionales, que son: la potencia máxima probable y la relación de la potencia máxima a la potencia media para un número dado de canales ( factor de carga multicanal ). Debido a la naturaleza aleatoria de la señal multicanal, estos valores deben determinarse experimentalmente. En general se toma la potencia máxima como 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 la potencia máxima y la potencia media depende del número de canales que son multicanalizados. Para una multicanalización de un gran número de canales ( > 240 ), el nivel de potencia que no es sobrepasado mas del 0.001 del tiempo se encuentra que esta aproximadamente 10 dB. arriba del nivel medio.

No. de canales	Potencia media en dBmO	Relación en dB $P_{max} / P_{med}$	Potencia máxima en dBmO
60	6,1	13,3	19,4
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	17,8	10,15	27,9
2.700	19,3	10,1	29,4

Se debe hacer énfasis en que las cantidades dadas en la tabla estan

sujetas a variaciones estadísticas debido a la naturaleza aleatoria de la señal multicanal y no es posible garantizar que los niveles de potencia nunca sean excedidos. En la práctica los equipos deben utilizar alguna forma de detección de sobrecarga y circuitos limitadores que atenúen a la señal, de manera que no permitan que ocurra una sobrecarga, lo cual haría operar el equipo en un punto de saturación y se perderían varios canales.

MODULACION DE UNA PORTADORA POR UNA SEÑAL MULTICANAL  
Ancho de Banda del Canal Radioeléctrico.

El ancho de banda ocupado por una portadora modulada en frecuencia por una señal multicanal telefónica es en teoría infinito. En la práctica se puede establecer en base a experimentos un ancho de banda en función de una distorsión tolerable que se produciría al no considerar todas las componentes de frecuencia que forman el espectro de la señal de FM.

En la práctica muy a menudo para determinar el ancho de banda necesario para transmitir señales de FM con una distorsión aceptable se utiliza la fórmula semi-empírica conocida como Regla de Carson, en la cual se considera el ancho de banda como la banda de frecuencias en la que está contenida por lo menos el 98% de la potencia total de la señal.

$$B = 2 ( \Delta F_{max} + f_{max} )$$

ó

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

donde:

D es la Relación de Desviación

W es el ancho de banda de la señal de banda base, el cual se puede considerar como la frecuencia máxima,  $f_{max}$ , de esta señal.

$$D = \frac{\Delta F_{max}}{f_{max}}$$

$f_{max}$  es la máxima frecuencia de la señal de banda base (señal multicanal).

$\Delta F_{max}$  es la máxima desviación de frecuencia producida por la señal de banda base (señal multicanal).

(3)

La máxima desviación de frecuencia depende del nivel de la señal multicanal y por lo tanto del número de canales que se vaya a transmitir. Para un sistema que utiliza bandas base multicanalizadas por división de frecuencia mediante banda lateral única con portadora suprimida, la máxima desviación de frecuencia puede ser calculada por:

para  $N \geq 240$

$$\Delta F_{max} = \frac{4.47 d}{\sqrt{N}} \left[ \text{antilog.} \frac{-15 + 10 \log N}{20} \right]$$

para  $12 \leq N < 240$

$$\Delta F_{max} = \frac{4.47 d}{\sqrt{N}} \left[ \text{antilog.} \frac{-1 + 4 \log N}{20} \right]$$

donde:  $\Delta F_{max}$  es la máxima desviación de frecuencia.

d es la desviación rms por canal para un tono de prueba.

N es el número de canales de voz en el sistema.

Si la portadora modulada debe pasar a través de varios transmisores y receptores en serie, es evidente que la banda de paso del sistema en total debe ser mayor que el ancho de banda dado por la Regla de Carson. Esto conduce a utilizar bandas de paso para cada transmisor o receptor mucho más grandes que aquellos dadas por la Regla de Carson.

Características de la Señal Multicanal y del Canal Radioeléctrico  
para la transmisión de 1800 Canales Telefónicos.

a).- Características de la señal multicanal (señal de banda base)

Banda de frecuencias ocupada por los 1800 canales telefónicos:  
de 312 KHz. a 8204 KHz.

Potencias de la señal multicanal durante la hora cargada:

media  $P_{med} = 17.65 \text{ dBm0}$

máxima  $= P_{max} = 27.8 \text{ dBm0}$

Factor de carga multicanal:  $\frac{P_{max}}{P_{med}} = 10.15$

b).- Ancho de banda del canal radioeléctrico de acuerdo a la Regla de Carson.

Datos:

$f_{max} = 8204 \text{ KHz.}$

La máxima desviación de frecuencia es:

$$\Delta f_{max} = \frac{4.47 (140)}{\sqrt{L}} \left[ \text{antilog} \frac{-15 + 10 \log. 1800}{20} \right]$$

$\Delta f_{max} = 3339 \text{ KHz.}$

Ancho de banda:

$B_c = 2 ( 3.339 + 8.204 ) \text{ KHz.}$

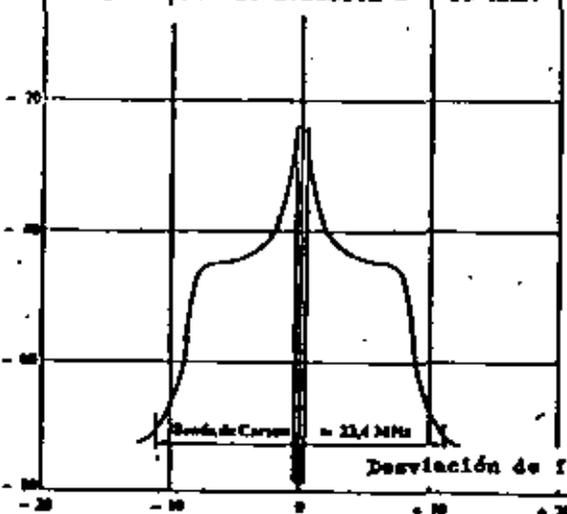
$B_c = 23.081 \text{ KHz.}$

La cooperación de este ancho de banda con los 8.204 KHz ocupados por la señal de banda base muestran que la modulación en frecuencia tiene un defecto, un espectro muy grande.

El cálculo teórico de la forma del espectro de la portadora modulada por una señal multicanal es muy complejo. A continuación se muestra un espectro típico para 1800 canales telefónicos obtenido en un analizador de espectros.

Nivel en dB con respecto a la portadora sin modular

Banda de paso de medición = 25 KHz.



Espectro de una portadora modulada en frecuencia por 1800 canales telefónicos.  $\Delta f = 140 \text{ KHz}$  eficaces.

4

Las formas del espectro dependen de la desviación de frecuencia. Para desviaciones pequeñas la energía es muy concentrada alrededor de la portadora, mientras que para desviaciones muy grandes el espectro se hace mas ancho y el nivel de la portadora disminuye.

**SELECCION DE LOS PRINCIPALES PARAMETROS DE LA MODULACION.**

Frecuencia a Modular.

Es posible modular directamente la frecuencia a transmitir, pero el empleo de este metodo presenta problemas en la estabilidad de la frecuencia y también conduce a tener estructuras diferentes para los equipos de transmisión y de recepción en las estaciones terminales donde se demodula hasta la etapa de canales de voz y en las estaciones repetidoras donde en general no se demodula hasta la etapa de canales de voz.

En general se prefiere separar las funciones de modulación y transmisión. Primero se modula a una portadora con una frecuencia intermedia ( F. I. ) y la señal obtenida luego se pasa a la frecuencia portadora radioeléctrica deseada mediante una traslación en frecuencia realizada en el equipo transmisor. En el receptor también primero se pasa la señal radioeléctrica al estado intermedio de la F.I. y luego se demodula. La selección de la F.I. es un compromiso: una frecuencia demasiado alta, da como resultado la dificultad de realizar los amplificadores debido a la baja selectividad que tendrían, una frecuencia demasiado baja, presenta problemas de filtrado y de linealidad en los moduladores y demoduladores. Para la mayoría de los sistemas como una norma internacional la F.I. es de 70 KHz. Existe una excepción en la transmisión de 2700 canales telefónicos donde el ancho de banda de acuerdo a la regla de Carson impone la selección de una F.I. mas elevada, 140 KHz. ( Recomendación 403-3 del CCIR ).

Desviación de Frecuencia por Canal producida por una Señal de Referencia.

La selección de la desviación de frecuencia producida por una señal de referencia ( un tono de 800 Hz. de 1 mW. en un punto de nivel relativo cero ) resulta de un compromiso.

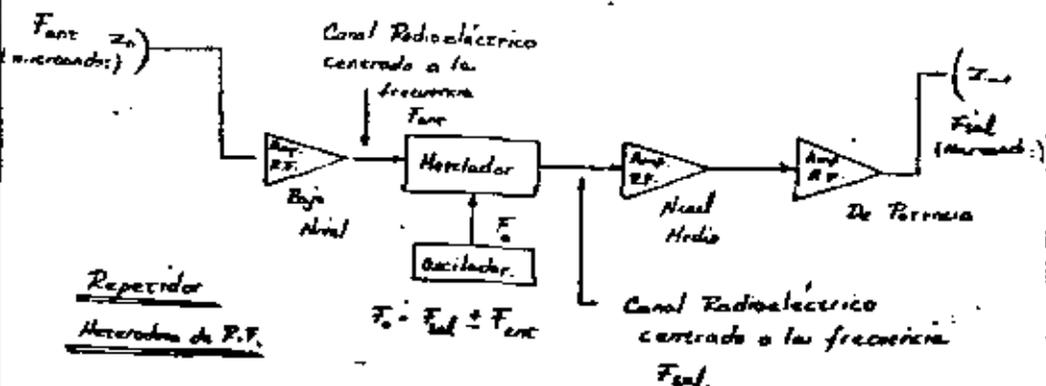
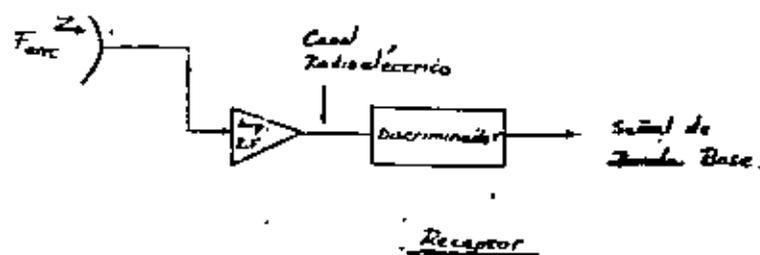
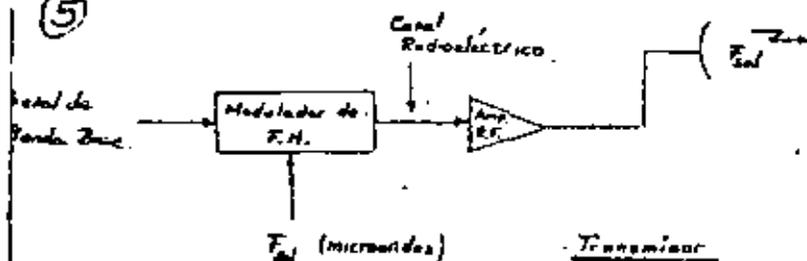
Si la desviación de frecuencia es demasiado grande, el ancho de banda de acuerdo a la Regla de Carson es demasiado grande, lo que ocasiona:

- que el espectro radioeléctrico ocupe una banda de frecuencias considerablemente grande.
- un aumento en la distorsión debido a las dificultades encontradas para realizar los moduladores y demoduladores perfectamente 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 un transmisión crezca, se deba hacer decrecer la desviación de frecuencia por canal producida por la señal de referencia conforme a la siguiente tabla que regula una norma internacional.

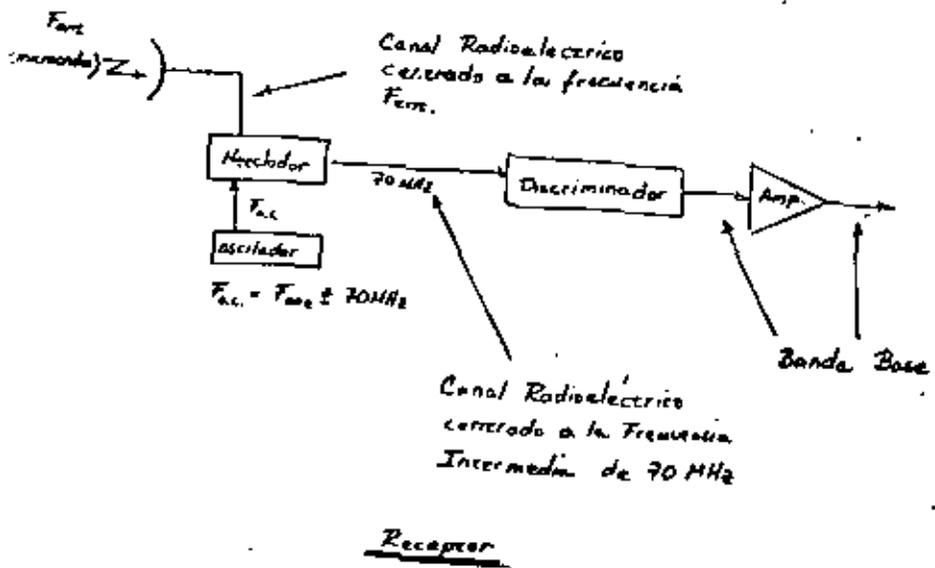
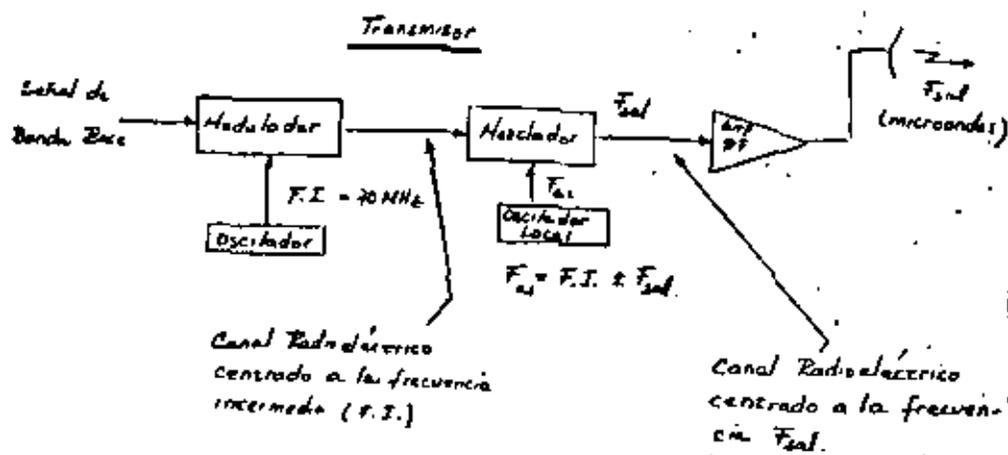
Capacidad en número de canales	Desviación de Frecuencia (rms)
600	200 kHz
960	200 kHz
1260	200 kHz
1800	140 kHz
2700	140 kHz

(5)



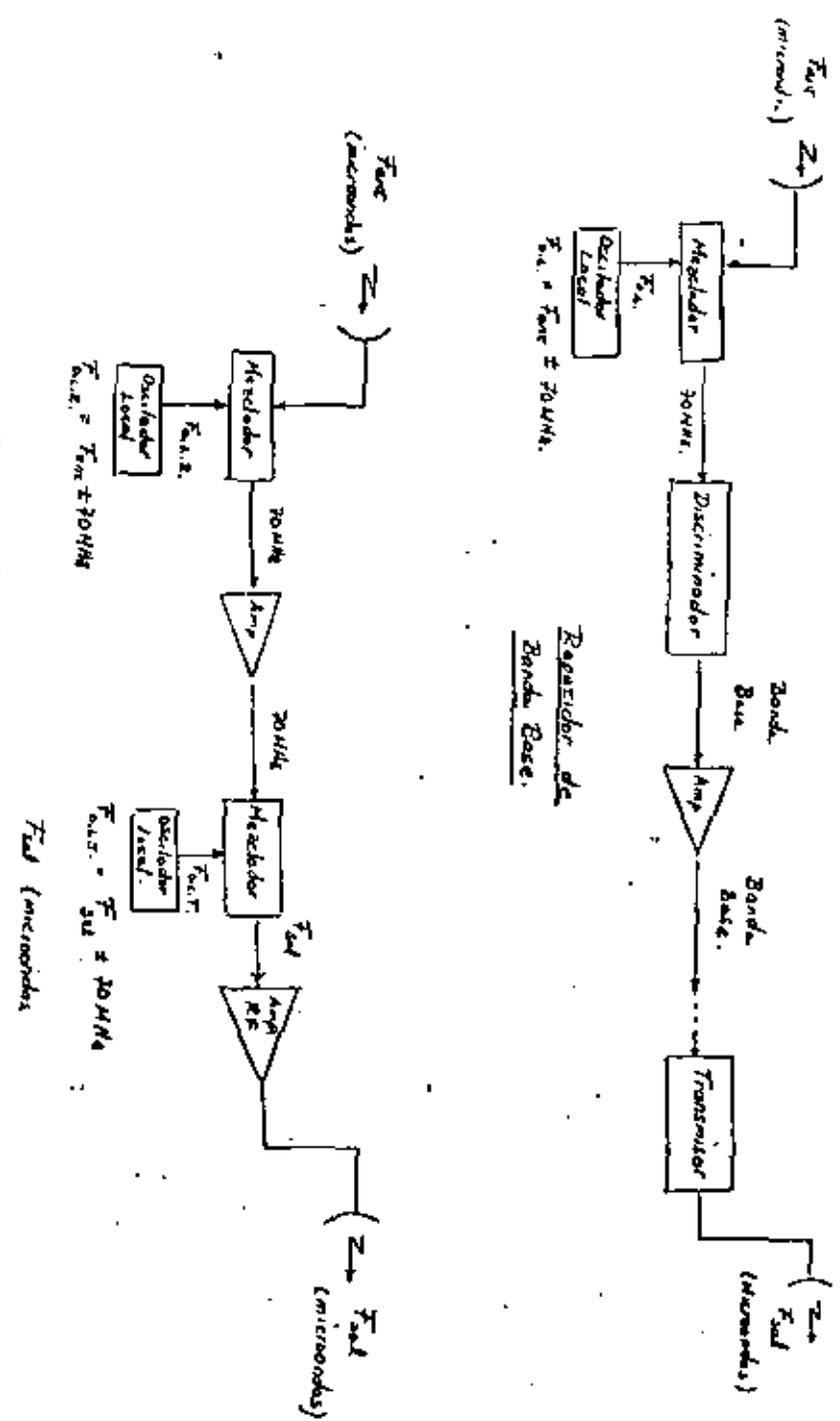
Desventajas

- Los amplificadores no tienen buena selectividad
- Se presentan problemas en los controles de ganancia y de limitación
- En los transmisores se presentan inestabilidades con la frecuencia



⑥

Receptor Heterodino de Frecuencia Intermedia





## 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 ancha 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.

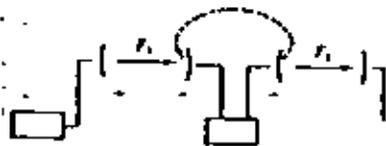
Después de numerosas estudios técnicos y con el propósito de una racionalización global de este recurso que es el espectro, el CCIR a precisado la utilización de las bandas de frecuencias en base a los planes de frecuencia. A continuación se presentaran algunas consideraciones que permiten el establecimiento 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.

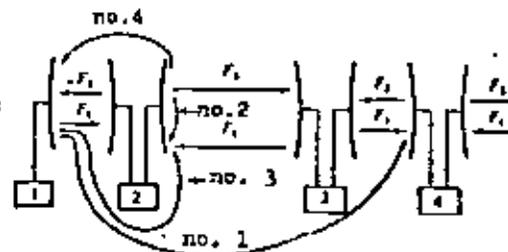
Fig. 1



En una estación repetidora, la señal es recibida con una potencia extremadamente débil que puede ser del orden de  $10^{-12}$  Watt y se retransmite con una potencia del orden de 1 Watt. Bajo estas condiciones el menor acoplamiento que exista 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.

Fig. 2  
Interferencias

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.

Co. 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.

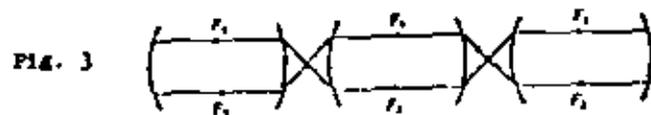


Fig. 3

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 planes de 4 frecuencias que evitan los casos de interferencia números 3 y 4 conforme al esquema 4.



Fig. 4

Transmisión Simultánea de Varias Señales.

Separación mínima entre canales radioeléctricos 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.

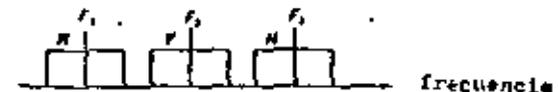
Se llama canal bilateral al par de frecuencias que caracterizan la transmisión bilateral de una señal dada. La realización de una transmisión de varios canales se efectúa teniendo en cuenta el imperativo de optimizar la utilización del espectro. Se vigila que las portadoras que llevan a las señales estén 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.

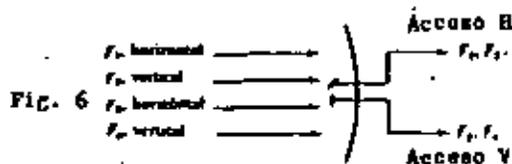
Para esto, se emplea una antena de doble polarización ( que es cara ), la cual es una antena con un acceso doble que transmite una parte de las señales con una polarización, y la otra parte con otra polarización.

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 debilitar uno de los dos canales en un acceso dado facilita la realización del filtro de y el agrupamiento de los canales.

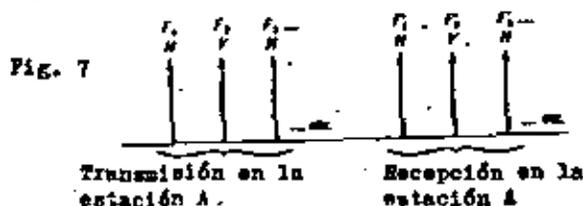
#### Medios Bandas.

Para evitar todo peligro de interferencias en la recepción de otros canales y los acoplamientos con la transmisión en una estación dada, se reagrupan 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 filtros.

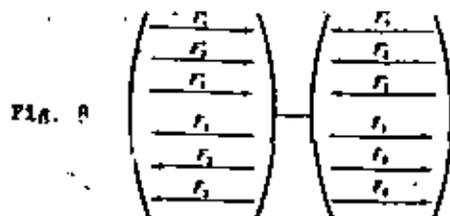
Las configuraciones de este tipo en una estación dada serían:

- Canal 1 : Frecuencia: Transmisión  $F_1$  , Recepción  $F'_1$
- 2 :        :        :         $F_2$  ,         $F'_2$
- 3 :        :        :         $F_3$  ,         $F'_3$

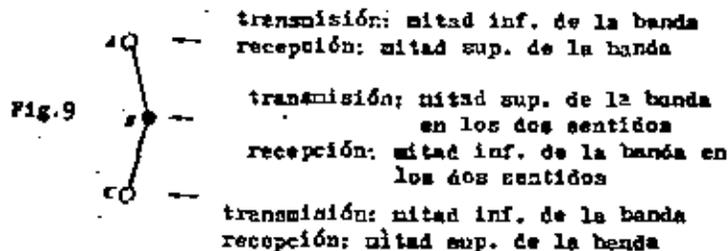
etc.



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.



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 dado. Hay en la antena un acceso destinado para canales de clase par 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 más 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

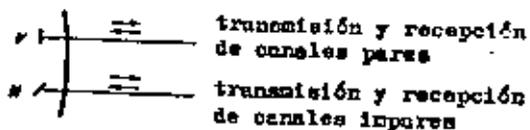
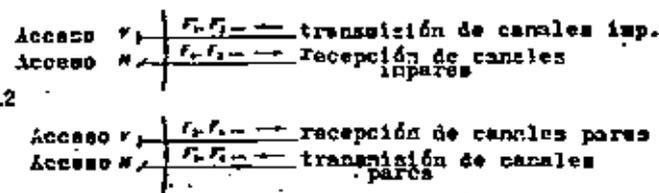


Fig. 11



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 dan 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 393-1 del CCIR, la banda de 5.9 a 6.4 GHz esta destinada para la transmisión de 1800 canales telefónicos por canal radioeléctrico.

Con un índice de modulación bastante débil ( 140 KHz eficientes para una señal de referencia de 0 dBm ), la banda de Carson de un canal radioeléctrico de 1800 canales es de 29.6 KHz. 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 KHz.

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 KHz., el plan de frecuencias adoptado permite la realización de 8 canales radioeléctricos bilaterales.

La frecuencia de las portadoras esta dado por:

mitad inferior de la banda  $F_n = F_0 - 299.45 + 29.65 n$

mitad superior de la banda  $F'_n = F_0 + 7.41 + 29.65 n$

con  $F_0 = 6175$  MHz.

Este plan se muestra en la figura 13.

(11)

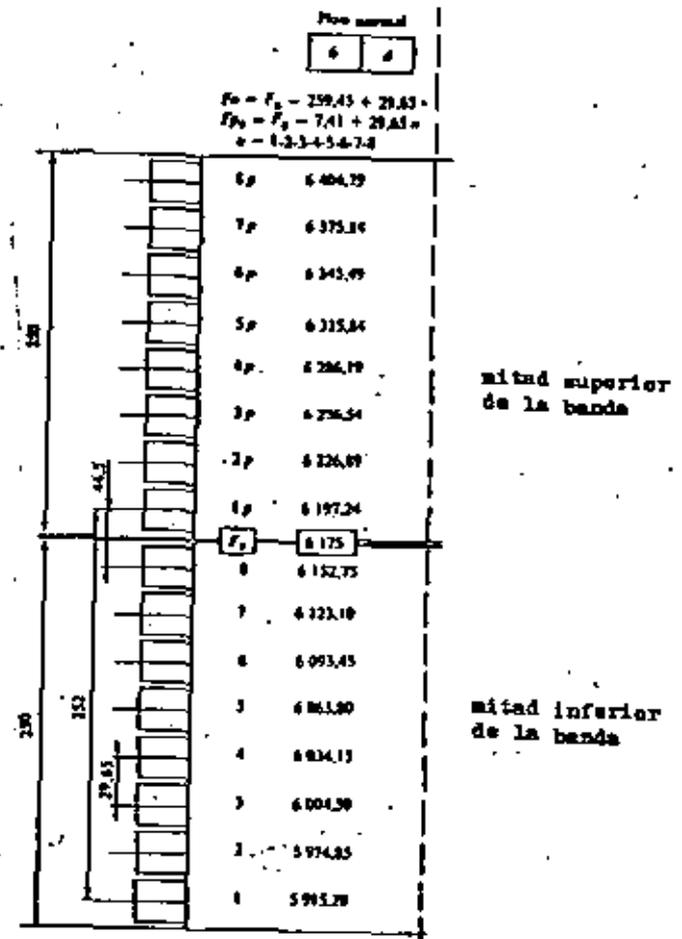


Fig. 13. Disposición de los canales radioeléctricos para un sistema de repetidores radioeléctricos que trabajan en la banda de 6 GHz.



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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

PLANES DE FRECUENCIA

M. en C. Salvador Landeros Ayala

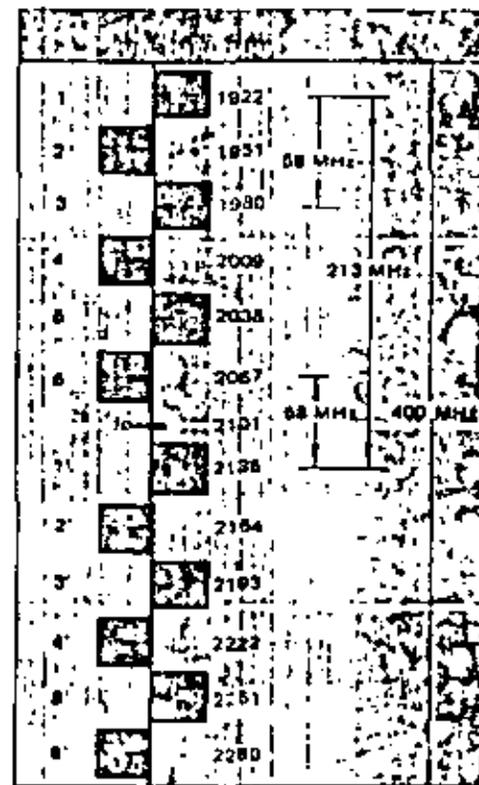
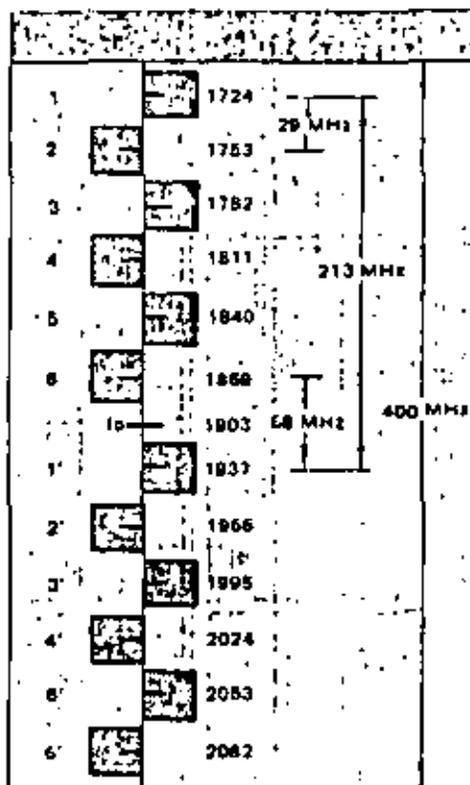
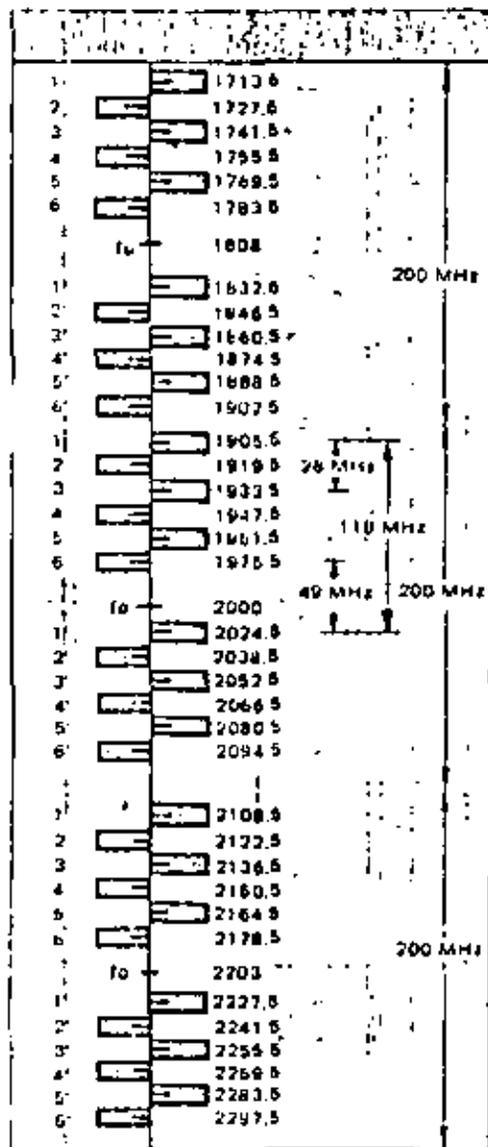
AGOSTO, 1982

# Disposición de Radio-Frecuencia

①

Banda de 2 GHz  
 Rec. 363-2 del CCIR  
 de 60 a 300 Canales

Banda de 2 GHz  
 Rec. 362-2 del CCIR  
 de 600 a 1800 Canales



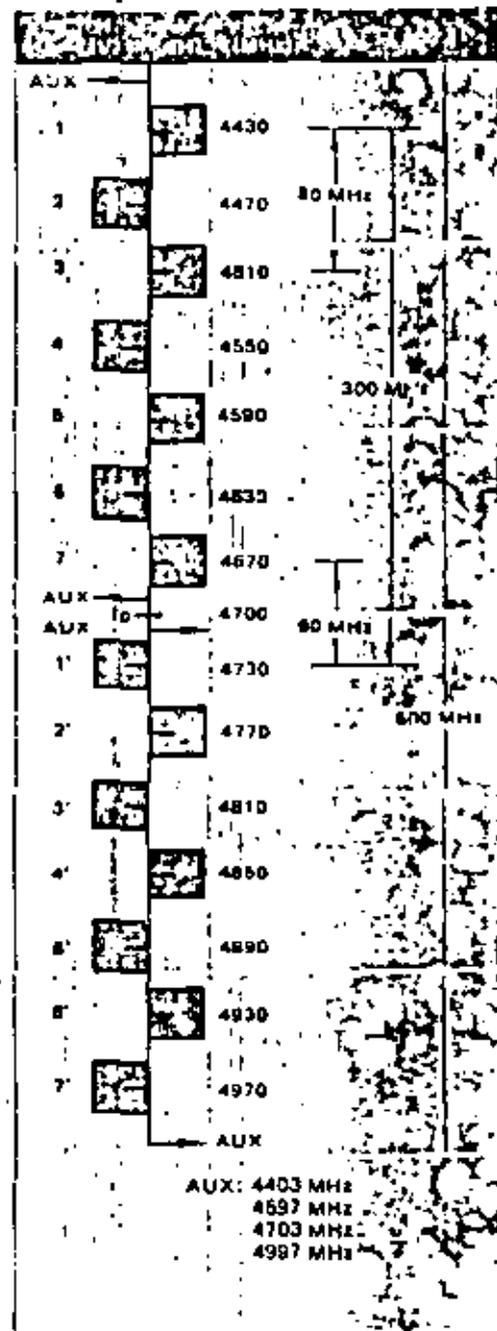
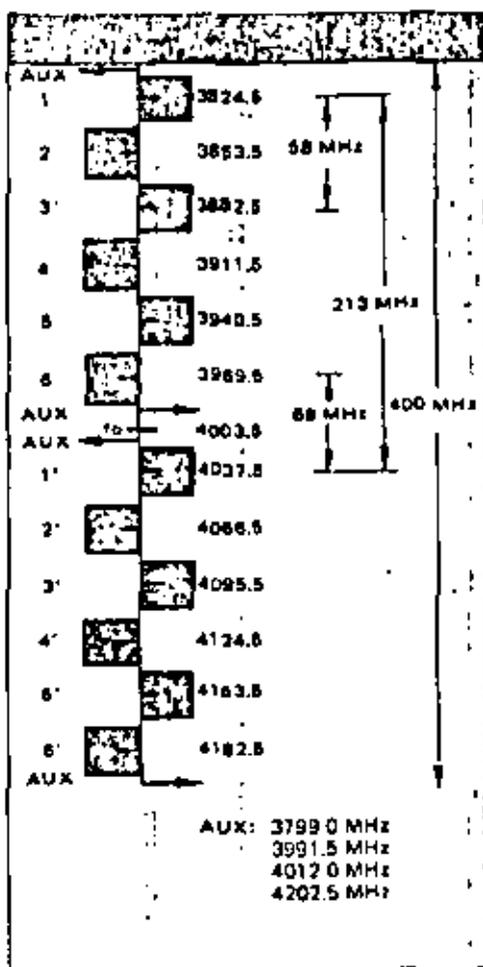
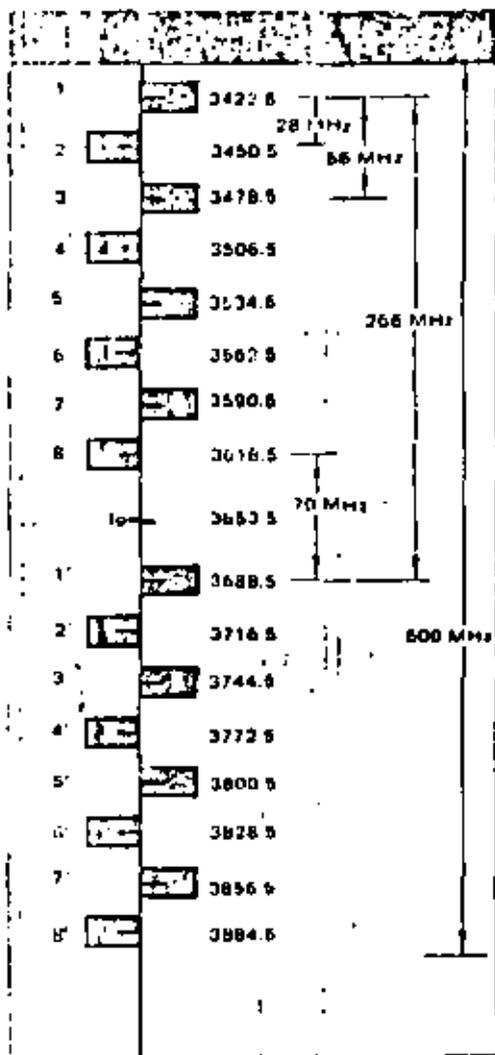
# Disposición de Radio-Frecuencia

(2)

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 Japón  
2700 Canales



The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that every entry should be supported by a valid receipt or invoice. This ensures transparency and allows for easy verification of the data.

In the second section, the author details the various methods used to collect and analyze the data. This includes both manual and automated processes. The goal is to ensure that the data is as accurate and reliable as possible.

The third section provides a comprehensive overview of the results obtained from the analysis. It highlights key trends and patterns that have emerged from the data. These findings are crucial for understanding the underlying dynamics of the system being studied.

Finally, the document concludes with a series of recommendations based on the findings. These suggestions are intended to help improve the efficiency and accuracy of the data collection and analysis process in the future.

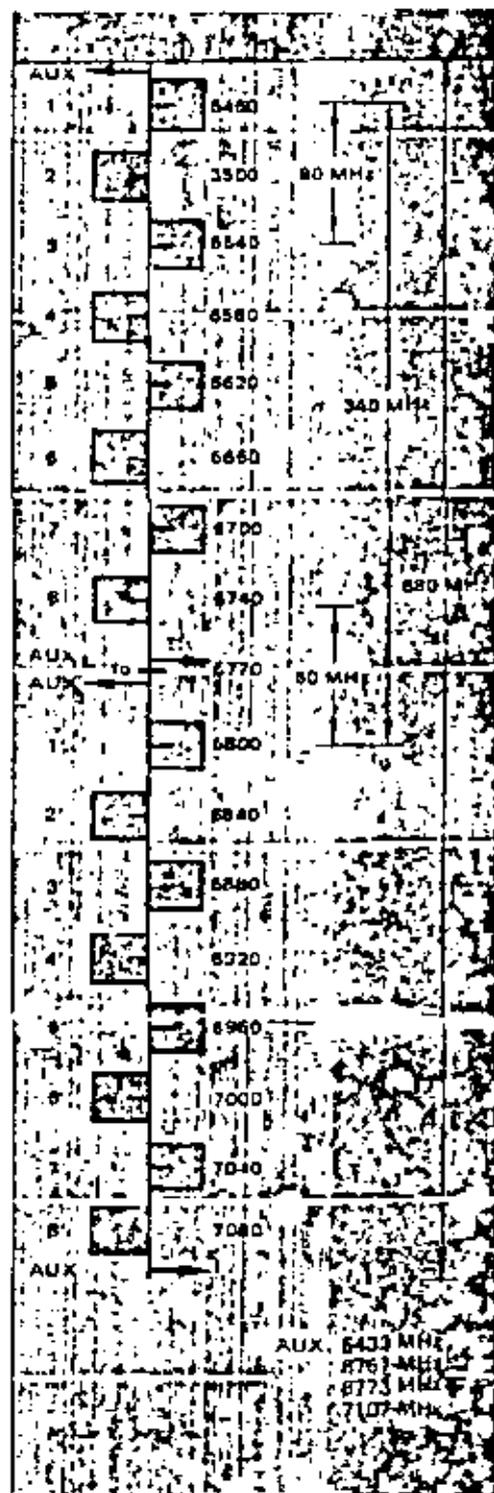
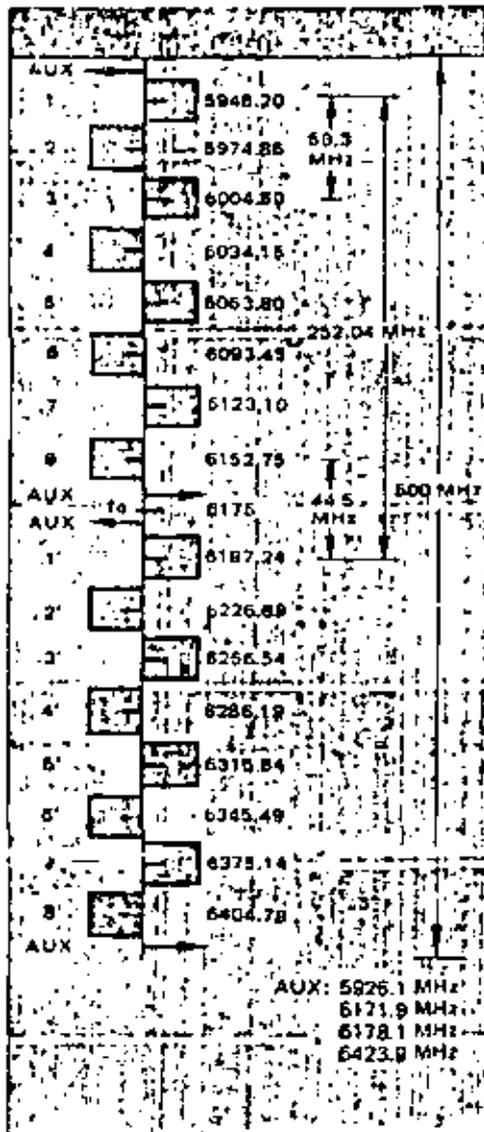
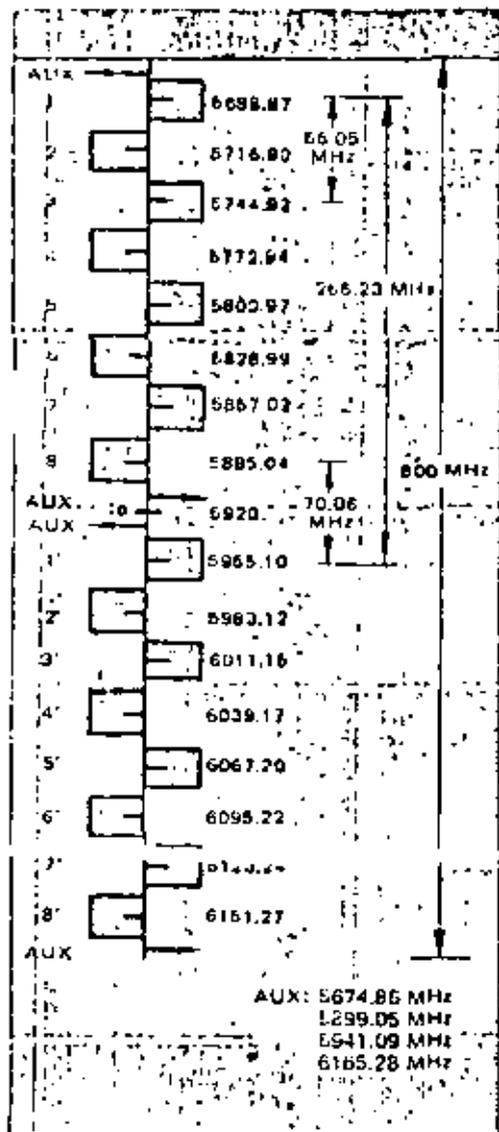
# Disposición de Radio-Frecuencia

(3)

Banda de 6 GHz  
 Estándar OIRT  
 1300 Canales  
 Canal AUX

Banda de 6 GHz  
 Rec. 383-1 del CCIR  
 1800 Canales  
 Rec. 389-2 del CCIR  
 Canal AUX

Banda de 6 GHz  
 Rec. 384-2 del CCIR  
 2700 ó hasta 1200 Canales  
 Rec. 287-2 del CCIR  
 Canal AUX



\* La disposición de Frecuencia con separación de 20 MHz que aparece en la Figura 2 de la Rec. 384-2 de CCIR muestra canales para transmisión de 500 Canales.

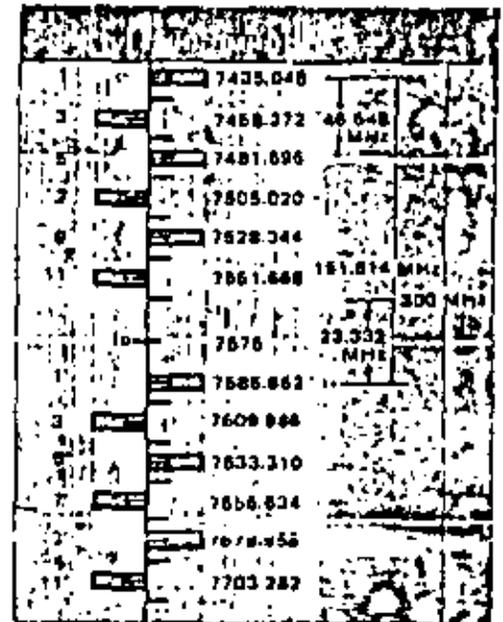
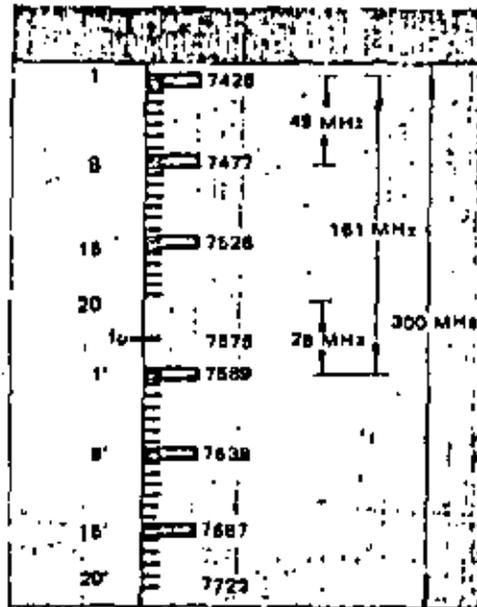
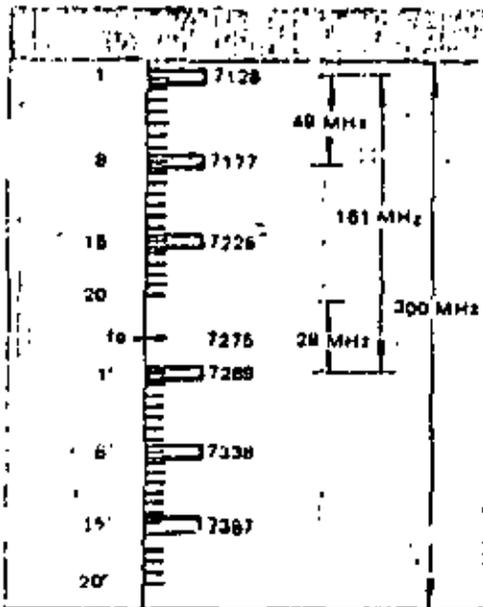
# Disposición de Radio-Frecuencia

⑦

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



1912  
No. 100

1912  
No. 100

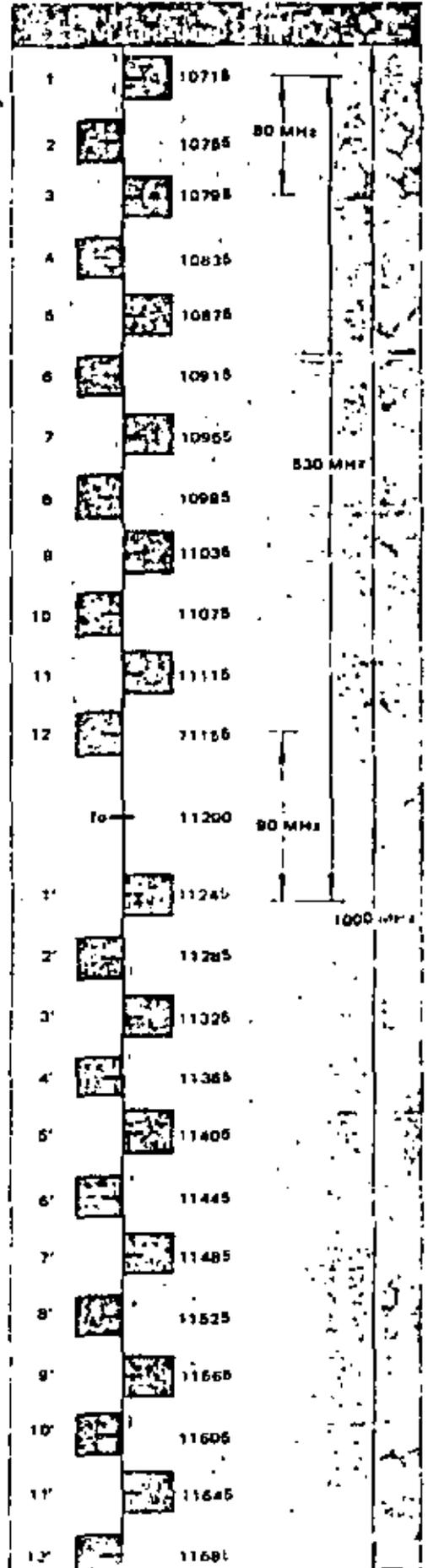
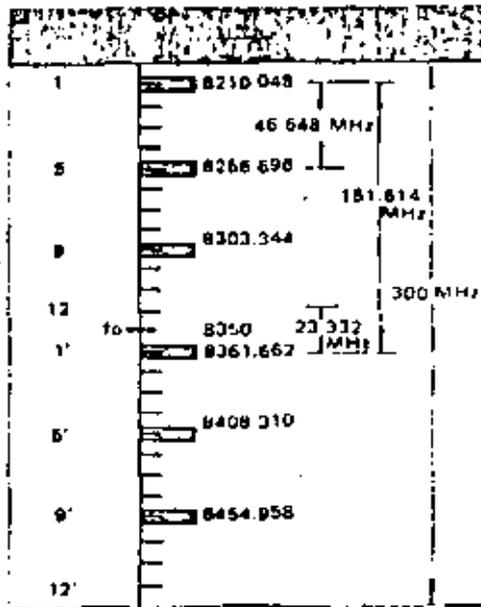
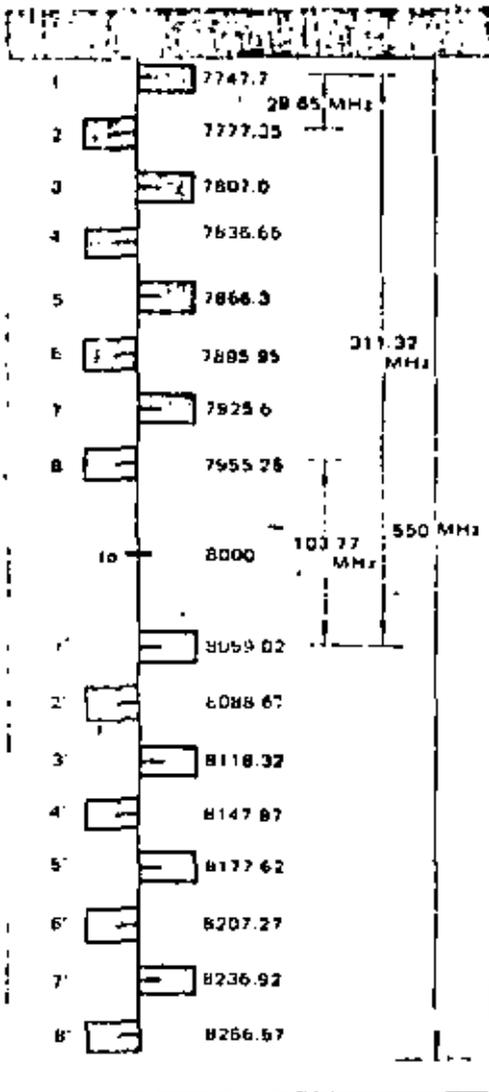
# Disposición de Radio-Frecuencia

(5)

Banda de 8 GHz  
 Rec. 386 1 ANEXO  
 de CCIR  
 1000 Canales

Banda de 8 GHz  
 Rec. 386 1 del CCIR  
 960 Canales

Banda de 11 GHz  
 Rec. 387 2 del CCIR  
 de 500 a 1800 Canales  
 Rec. 389 2 del CCIR  
 Canal AUX





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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

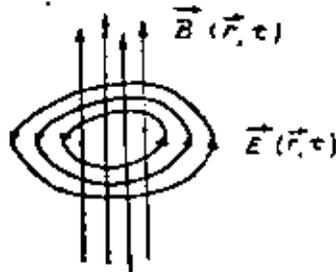
COMPLEMENTO PARA EL TEMA DE ECUACIONES DE MAXWELL

Ing. Jesús Reyes García

AGOSTO, 1982

Ley de Faraday

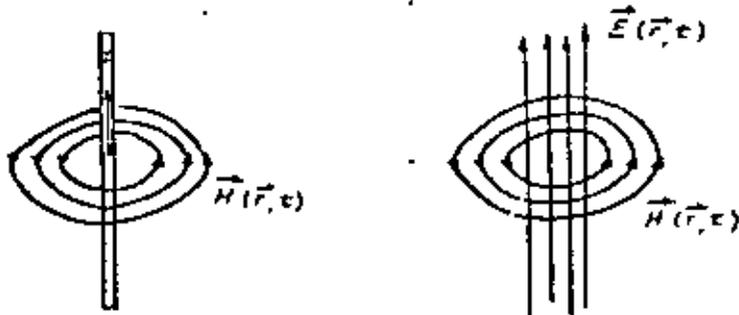
$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$



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

Ley de Ampere - Maxwell

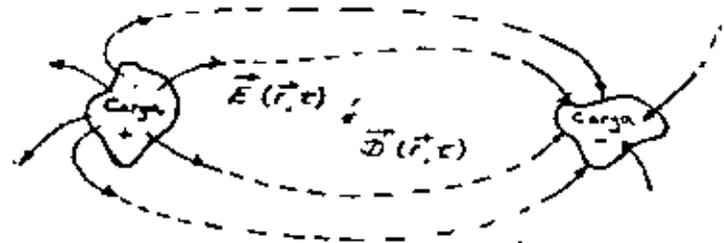
$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$



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

Ley de Gauss (para campos eléctricos)

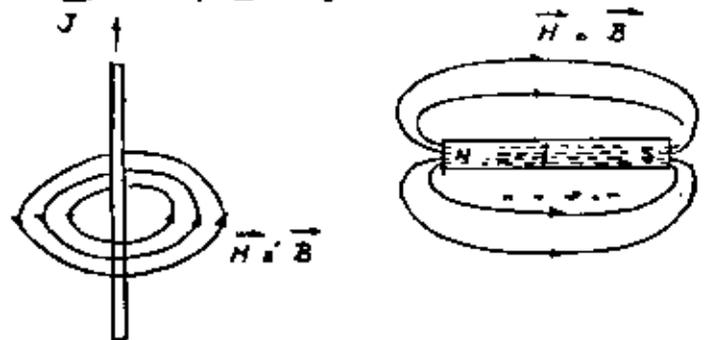
$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_r$$



Las líneas del campo eléctrico pueden tener principio o fin en puntos del espacio donde  $\rho_r \neq 0$ .

Ley de Gauss (para campos magnéticos)

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0$$



Las líneas de campo magnético no tienen principio ni fin, son cerradas.

### Parámetros Primarios de un Medio

$\epsilon$  - Permisividad (o Constante Dieléctrica)

Indica la capacidad que tiene un medio para almacenar energía eléctrica en comparación con el vacío.

$\mu$  - Permeabilidad

Representa la capacidad que tiene un medio para servir de trayectoria a las líneas de campo magnético en comparación con el vacío.

$\sigma$  - Conductividad

Indica la habilidad que tiene un medio para que exista un transporte de energía por medio de una corriente eléctrica.

Medio Homogeneo.  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  son independientes de la posición

Medio No Homogeneo  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  dependen de la posición

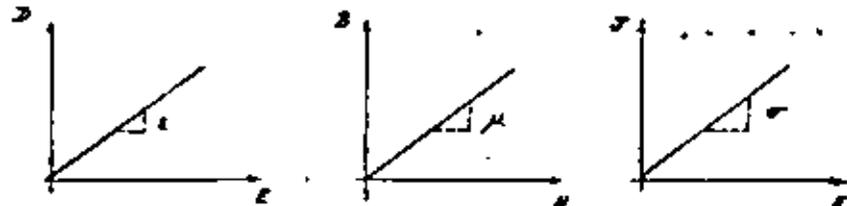
$$\epsilon(x, y, z)$$

$$\mu(x, y, z)$$

$$\sigma(x, y, z)$$

ejemplo: la atmosfera terrestre, en la cual la permisividad  $\epsilon$  es una función de la altura.

Medio Lineal.  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  no dependen de la magnitud de los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$



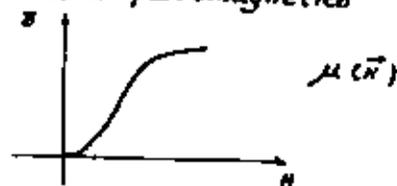
Medio No Lineal.  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  son funciones del campo  $\vec{E}$  o  $\vec{H}$

$$\epsilon(\vec{E})$$

$$\mu(\vec{H})$$

$$\sigma(\vec{E})$$

ejemplo: en material ferromagnético



Medio Isotropico.  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  no dependen de la orientación de los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$

Medio No Isotropico o Anisotropico.  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  dependen de la orientación de los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ .

Por ejemplo la relación entre  $\vec{D}$  y  $\vec{E}$  quedaría representada como:

$$D_x = \epsilon_{11} E_x + \epsilon_{12} E_y + \epsilon_{13} E_z$$

$$D_y = \epsilon_{21} E_x + \epsilon_{22} E_y + \epsilon_{23} E_z$$

$$D_z = \epsilon_{31} E_x + \epsilon_{32} E_y + \epsilon_{33} E_z$$

Representando al campo eléctrico como:

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

en el cual:

$\vec{E}_0$  representa la amplitud del campo y puede ser una función de la posición pero no del tiempo  $\vec{E}_0(\vec{r})$

$\omega$  es la frecuencia angular dada en rad/seg.

$\omega = 2\pi f$ ; donde  $f$  es la frecuencia en Hz.

$\theta$  es el ángulo de fase y es una función de la posición y la frecuencia  $\theta(\vec{r}, \omega)$

En base a la identidad de Euler

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

si  $\varphi = \omega t + \theta$

$$e^{j\varphi} = e^{j[\omega t + \theta]} = \underbrace{\cos[\omega t + \theta]}_{\text{Parte Real}} + j \underbrace{\sin[\omega t + \theta]}_{\text{Parte Imaginaria}}$$

Cantidad Compleja

ahora si se define el operador parte real.

$$\text{Re} \left\{ \text{cantidad compleja} \right\}$$

el cual significa que solo se debe tomar la parte real de la cantidad compleja. Se puede expresar al campo eléctrico como:

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

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

de donde se define al fasor  $\vec{E}_s$  como la cantidad compleja

$$\vec{E}_s = \vec{E}_0 e^{j\theta}$$

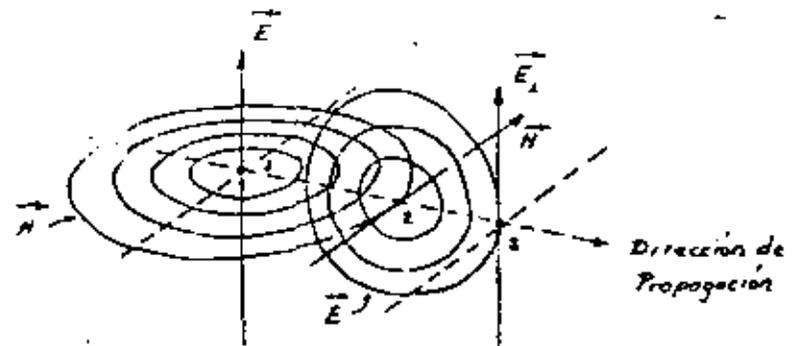
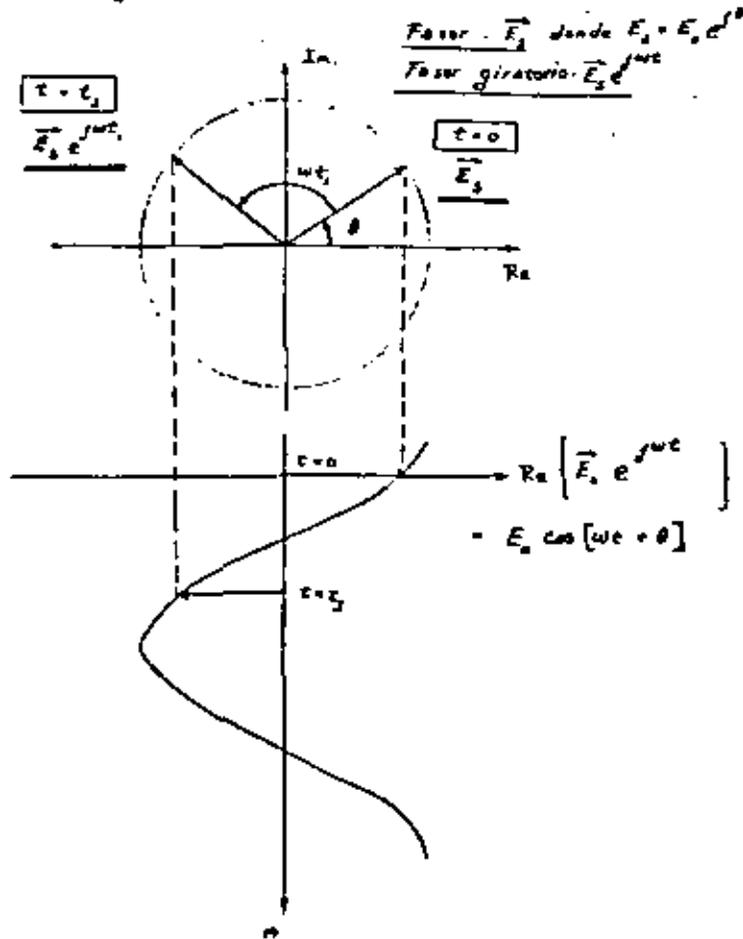
por lo tanto

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

De forma similar se pueden expresar los otros campos.

Variante Física	Fasor Equivalente	Relación
$E$	$E_s$	$\vec{E} = \text{Re} \left\{ \vec{E}_s e^{j\omega t} \right\}$
$H$	$H_s$	$\vec{H} = \text{Re} \left\{ \vec{H}_s e^{j\omega t} \right\}$
$D$	$D_s$	$\vec{D} = \text{Re} \left\{ \vec{D}_s e^{j\omega t} \right\}$
$B$	$B_s$	$\vec{B} = \text{Re} \left\{ \vec{B}_s e^{j\omega t} \right\}$
$J$	$J_s$	$\vec{J} = \text{Re} \left\{ \vec{J}_s e^{j\omega t} \right\}$
$\rho$	$\rho_s$	$\rho = \text{Re} \left\{ \rho_s e^{j\omega t} \right\}$

## Diagrama Fasorial



Considere un punto 1 en el espacio, en el cual un campo eléctrico  $\vec{E}$  está variando con el tiempo. Todos los puntos alrededor de ese punto 1 están sumergidos en el campo magnético inducido. Este campo magnético a una pequeña distancia de 1, se estableció un momento más tarde. Si se considera un punto 2 colocado a cierta distancia del punto 1, entonces habrá un campo magnético en este punto perpendicular al campo original  $\vec{E}$ , que estará variando con el tiempo. Esto significa que todos los puntos alrededor del punto 2 están sumergidos en un campo eléctrico, generado por el campo magnético variable del punto 2. Considere un punto tal como 3. El campo eléctrico en ese punto es perpendicular a la variación del campo magnético en 2 y por lo tanto tiene la misma dirección que el campo eléctrico original. Claramente este proceso puede continuar de punto en punto; el resultado neto es una perturbación electromagnética que viaja a través del espacio. Si el campo eléctrico en un punto está variando en forma periódica, entonces el campo eléctrico en un punto distante también variará periódicamente, pero un momento más tarde.

Ecuación de Onda

La ecuación que nos describe un movimiento ondulatorio que se propaga con una velocidad definida  $v$  y sin distorsión es:

$$\nabla^2 \xi = \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} \quad \text{Ecuación de Onda}$$

$\nabla^2$  - Operador Laplaciano

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

$\xi(x)$  - Representa un campo que esta asociado a un proceso físico.

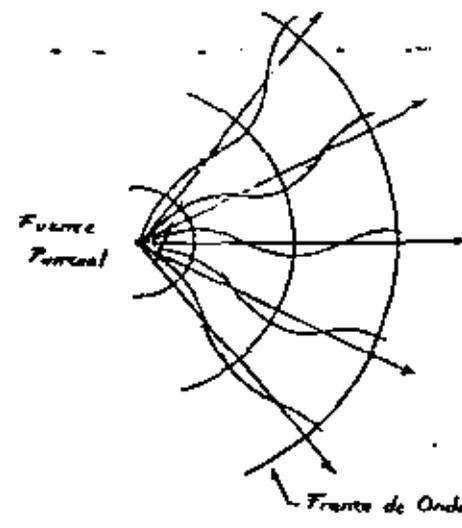
Si  $\xi$  satisface la ecuación de onda se puede estar seguro de que se propaga a través del espacio en forma de onda.

$\xi$  debe ser una función de la posición y el tiempo  $\xi(x, y, z, t)$ .

En el caso de que  $\xi$  dependa de una sola variable de la posición, por ejemplo  $x$ , y del tiempo, la ecuación de onda se reduce a:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2}$$

Ondas Esfericas

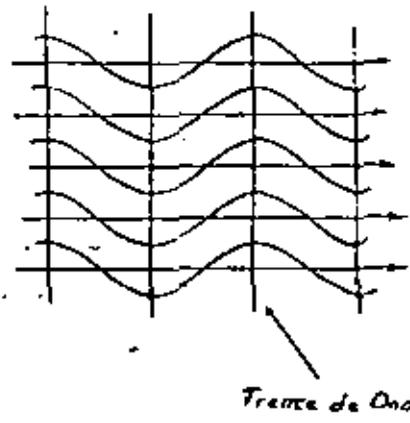


Sea  $\xi$  un campo que se propaga en forma de ondas sinusoidales

Si  $\xi$  sale de una fuente puntual y se propaga en todas las direcciones, las frentes de onda o superficies que unen todos los puntos de las ondas que tienen la misma fase, serán esferas.

$\xi$  tiene que ser una función de todas las variables de la posición y el tiempo  $\xi(x, y, z, t)$

Ondas Planas



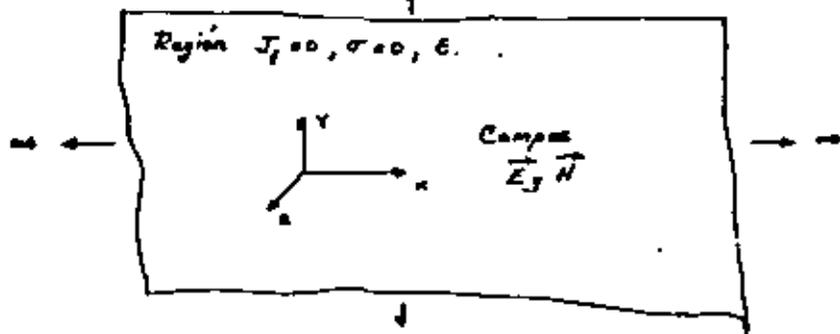
Sea  $\xi$  un campo que se propaga en forma de ondas sinusoidales. Si  $\xi$  al salir de su fuente se propaga en una sola dirección, suponga la dirección  $z$ , entonces los frentes de onda serán planos.

$\xi$  es una función de  $z$  y  $t$   $\xi(z, t)$

## Ondas Planas Electromagnéticas

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s$$

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



$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s$$

De las ecuaciones (29) a (33) se deduce que:

- a) No existen componentes de los campos en la dirección de propagación

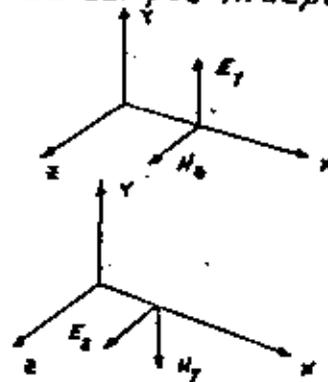
$$E_{zs} = 0$$

$$H_{zs} = 0$$

- b) Existen dos pares de campos independientes uno del otro

$$(E_{ys}, H_{xs})$$

$$(E_{xs}, H_{ys})$$



Estos campos son perpendiculares a la dirección de propagación, razón por la cual se dice que la onda electromagnética es transversal (TEM)

$$E_{ys} = A e^{-j\beta x}$$

$$H_{zs} = \frac{A}{\eta} e^{-j\beta x}$$

Regresando los campos a su forma variable en el tiempo

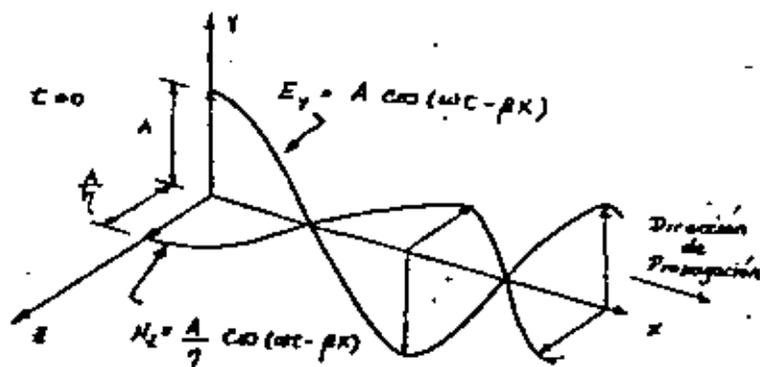
$$E_y = \text{Re} \left\{ E_{ys} e^{j\omega t} \right\}$$

$$H_z = \text{Re} \left\{ H_{zs} e^{j\omega t} \right\}$$

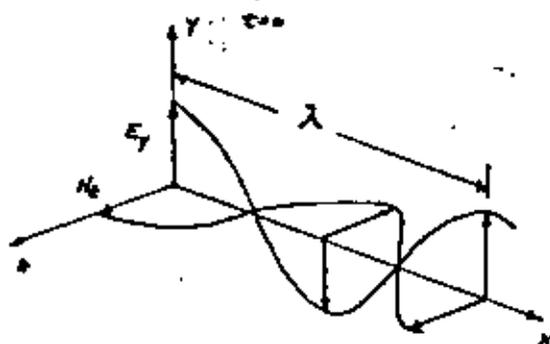
tenemos que:

$$E_y(x,t) = A \cos(\omega t - \beta x)$$

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



El hecho de que  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  sea una cantidad real indica que las ondas de campo eléctrico y magnético están en fase.



La periodicidad a lo largo del eje  $x$  está dada por la longitud de onda  $\lambda$

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

$v$  - velocidad de fase  $\frac{m}{seg}$   
 $f$  - 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 da la potencia por unidad de superficie que lleva la onda (vector de Poynting).

$$\vec{S} = \vec{E}_y \times \vec{H}_z \quad \left[ \frac{\text{WATTS}}{m^2} \right]$$

$$E_{yz} = B e^{j\beta x} \quad (13B)$$

$$H_{zs} = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} E_{yz} \quad (14)$$

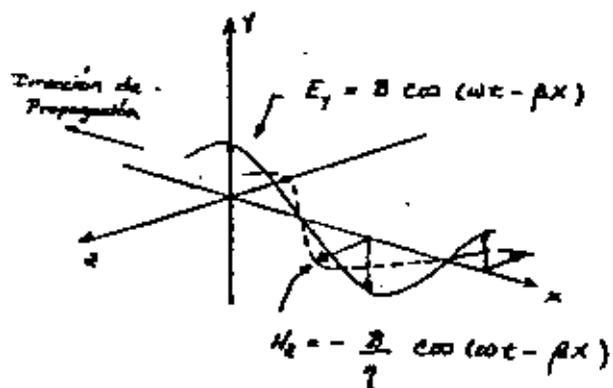
$$H_{zs} = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} E_{yz} = -\frac{E_{yz}}{\eta} = -\frac{B}{\eta} e^{j\beta x}$$

En su forma variable en el tiempo

$$E_y(x,t) = \text{Re} \left\{ E_{yz} e^{j\omega t} \right\} = B \cos(\omega t + \beta x)$$

$$H_z(x,t) = \text{Re} \left\{ H_{zs} e^{j\omega t} \right\} = -\frac{B}{\eta} \cos(\omega t + \beta x)$$

Estos campos representan una onda que se propaga en la dirección negativa del eje  $x$ .



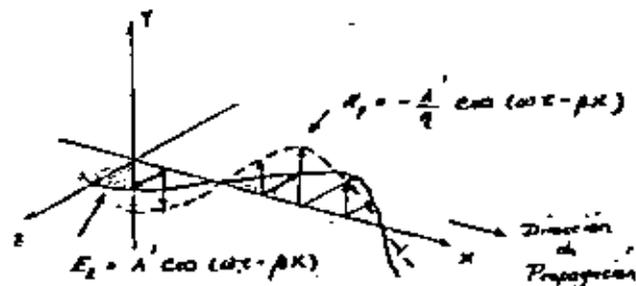
$$E_{zs} = A' e^{j\beta x}$$

$$H_{ys} = -\frac{A'}{\eta} e^{j\beta x}$$

En su forma variable en el tiempo

$$E_z = A' \cos(\omega t - \beta x)$$

$$H_y = -\frac{A'}{\eta} \cos(\omega t - \beta x)$$



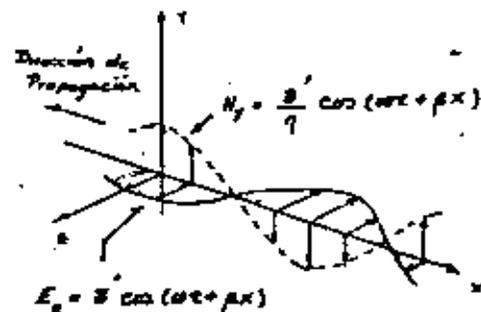
$$E_{zs} = B' e^{j\beta x}$$

$$H_{ys} = \frac{B'}{\eta} e^{j\beta x}$$

En su forma variable en el tiempo

$$E_z = B' \cos(\omega t + \beta x)$$

$$H_y = \frac{B'}{\eta} \cos(\omega t + \beta x)$$



Velocidad de las Ondas en el Espacio Libre

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{Henry}}{\text{m}}$$

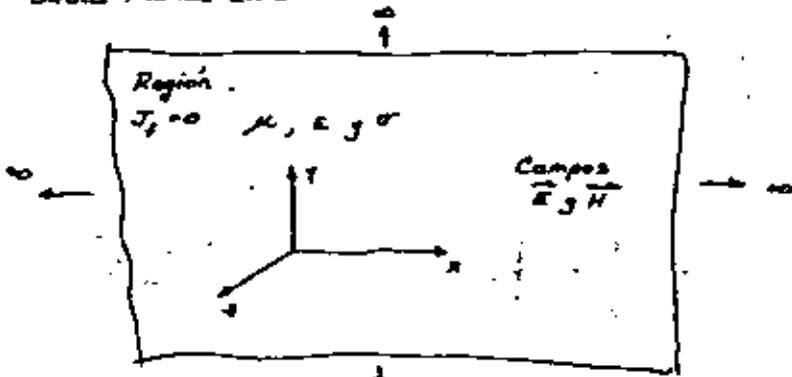
$$\epsilon = \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \frac{\text{Farad}}{\text{m}}$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}$$

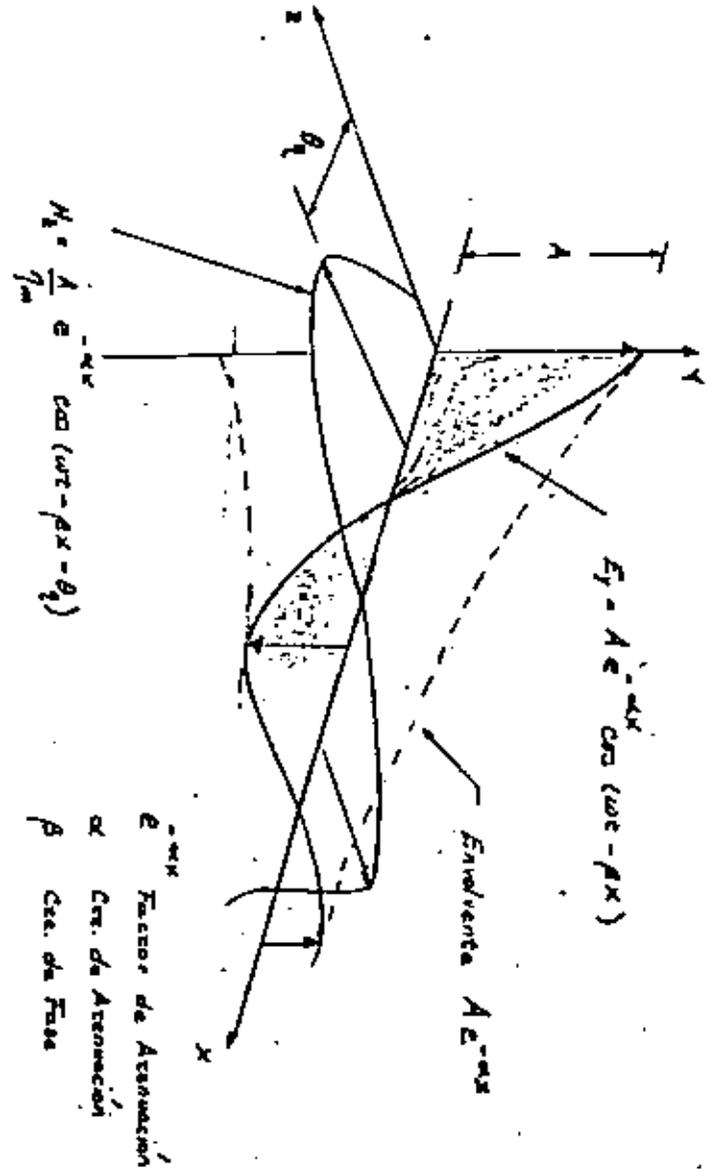
$$v = \frac{1}{\sqrt{(4\pi \times 10^{-7})(8.854 \times 10^{-12})}}$$

$$v = 2.9979 \times 10^8 \text{ m/s} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s} = c$$

Ondas Planas en un Medio Conductor \*



\* Por medio conductor, se entenderá un medio cuya conductividad es diferente de cero.





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

TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

ECUACIONES DE MAXWELL

Ing. Jesús Reyes García

AGOSTO, 1982

## 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 el campo electromagnético.

$\rho_r$  es la densidad volumétrica 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

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

A las ecuaciones (I) a (IV) se les asocian las ecuaciones constitutivas del medio, que relacionan  $\vec{D}$  con  $\vec{E}$ ;  $\vec{B}$  con  $\vec{H}$  y  $\vec{J}$  con  $\vec{E}$ . Como el análisis se concentrará 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  $\epsilon$  es la permitividad

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad \epsilon_r \text{ permitividad relativa}$$

$\epsilon_0$  permitividad del espacio libre

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

$\mu$  es la permeabilidad

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \mu_r \text{ permeabilidad relativa}$$

$\mu_0$  permeabilidad del espacio libre

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

$\sigma$  es la conductividad  $\left[ \frac{\text{mhos}}{\text{m}} = \frac{\text{Semen}}{\text{m}} \right]$

$\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  son los parámetros que nos dan las características eléctricas y magnéticas del medio.

$\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  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.

Ver Hojas  
3 y 4

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 (1); (II), (III) y (IV)

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (5) \quad \epsilon \nabla \cdot \vec{E} = \rho_r \quad (7)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J}_f \quad (6) \quad \mu \nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (8)$$

Variaciones Sinusoidales en el Tiempo: notación fasorial.

El tipo de campos que más se llega a encontrar en la práctica son aquellos que en 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 consideraran que varían sinusoidalmen

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

Ver Hojas  
5, 6 y 7

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

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

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

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

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

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left\{ \vec{E}_0 e^{j\theta} e^{j\omega t} \right\} \quad (10)$$

de donde se definirá el fasor,  $\vec{E}_s$ , como la cantidad compleja

$$\vec{E}_s = \vec{E}_0 e^{j\theta} \quad (11)$$

de esta forma

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

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

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left[ \vec{H}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right] \quad (13)$$

$$\vec{J}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left[ \vec{J}_s(\vec{r}) e^{j\omega t} \right] \quad (14)$$

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

$$\nabla \times [\vec{E}_s e^{j\omega t}] = -\mu \frac{\partial}{\partial t} [\vec{H}_s e^{j\omega t}] \quad (15)$$

$$e^{j\omega t} \nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s e^{j\omega t} \quad (16)$$

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (17)$$

Un análisis similar para (6) no da que

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s + \vec{J}_s \quad (18)$$

Las ecuaciones (17), (18) son los equivalentes fasoriales de (5), (6).

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

tiempo, en forma fasorial son:

$$\vec{D}_s = \epsilon \vec{E}_s \quad (19)$$

$$\vec{B}_s = \mu \vec{H}_s \quad (20)$$

$$\vec{J}_s = \sigma \vec{E}_s \quad (21)$$

En los desarrollos que se hacen a continuación de las ecuaciones se trabajara exclusivamente con fasores.

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

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

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

Ondas Planas

Ver hojas

B.9, 10, 11

Se buscara una solución simple para (22) y (23) en una región del espacio 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 excluirlo de una región simplemente la sitúa en otro lugar

(quizá en el infinito).

Las ecuaciones con que se empezará bajo las suposiciones anteriores ( $\vec{J} = 0, \sigma = 0$ ) son:

$$\nabla \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (24)$$

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega\epsilon \vec{E}_s \quad (25)$$

Se buscarán 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

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

$$\vec{H}_s(x) = H_{xs}(x)\vec{a}_x + H_{ys}(x)\vec{a}_y + H_{zs}(x)\vec{a}_z$$

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

$$\nabla \times \vec{E}_s = - \frac{\partial E_{zs}}{\partial x} \vec{a}_y + \frac{\partial E_{ys}}{\partial x} \vec{a}_z \quad (26)$$

y de forma similar para (25) tenemos que

$$\nabla \times \vec{H}_s = - \frac{\partial H_{zs}}{\partial x} \vec{a}_y + \frac{\partial H_{ys}}{\partial x} \vec{a}_z \quad (27)$$

Sustituyendo en (24) y (25) nos da

$$0 = -j\omega\mu H_{xs} \quad (28)$$

$$- \frac{\partial E_{zs}}{\partial x} = -j\omega\mu H_{ys} \quad (29)$$

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

$$0 = j\omega\epsilon E_{xs} \quad (31)$$

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

$$\frac{\partial H_{ys}}{\partial x} = j\omega\epsilon E_{zs} \quad (33)$$

Se deduce de (28) y (31) que  $E_{xs}$  y  $H_{ys}$  son cero, no existen componentes en la dirección  $x$ . Además (30) y (32) relacionan solo a  $E_{ys}$  y a  $H_{zs}$ , (29) y (33) relacionan solo a  $E_{zs}$  y a  $H_{ys}$ . Considerando al primer par y eliminando a  $H_{zs}$  tenemos

$$\frac{\partial E_{ys}}{\partial x^2} = -j\omega\mu \frac{\partial H_{zs}}{\partial x} = j\omega\mu \cdot j\omega\epsilon E_{ys} \quad (34)$$

Ver hoja

13

Por lo tanto

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \epsilon E_{ys} = 0 \quad (25)$$

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

$$\boxed{\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \beta^2 E_{ys} = 0} \quad (26)$$

*Ecuación de Onda para el campo  $E_{ys}$*

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

$$E_{ys} = A e^{-j\beta x} \quad (27)$$

y

$$E_{ys} = B e^{j\beta x} \quad (28)$$

donde A y B son constantes.

Cuando  $E_{ys}$  esta dada por (27), sustituyendo en (32) nos da

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

$$H_{zs} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_{ys} \quad (29)$$

y cuando  $E_{ys}$  esta dada por (32)

$$H_{zs} = - \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_{ys} \quad (30)$$

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

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

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \text{ ohms} \quad (31)$$

Para entender el significado de estas ecuaciones se debe regresar los campos a su forma variable en el tiempo. Por lo que las ecuaciones (27) y (29), suponiendo que A es una constante real, se convierten en:

$$E_y(x,t) = A \cos(\omega t - \beta x) \quad (32)$$

$$H_z(x,t) = \frac{A}{\eta} \cos(\omega t - \beta x) \quad (33)$$

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  $\Delta t$ , se tiene que mover de tal forma que  $\beta x$  se incremente por  $\omega \Delta t$  de manera que el  $\cos(\omega t - \beta x)$  se mantenga al mismo valor, esto es

$$\Delta x = \frac{\omega \Delta t}{\beta} \quad (44)$$

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

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (45)$$

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

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \quad (46)$$

Aquí  $v$  es una constante del medio, sin embargo en otros casos la velocidad definida por (45) 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  $\omega$  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-

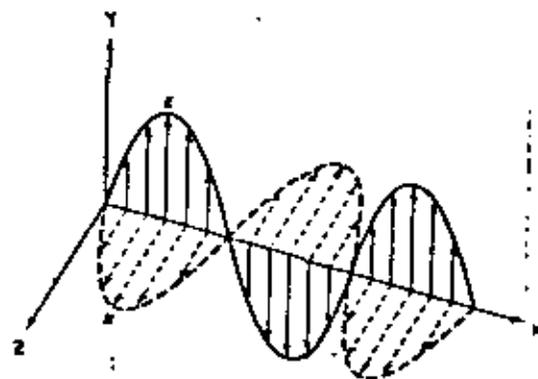


Fig. 1. Variaciones espaciales de los campos eléctricos y magnéticos en un instante dado de acuerdo a las ecuaciones (42) y (43)



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  $\omega$  la propagación es dispersiva.

La periodicidad en coordenada  $X$  esta dada por

$$\lambda = \frac{2\pi v}{\omega} = \frac{v}{f} \quad (47)$$

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

Los campos descritos por (37) y (39) o (42) y (43) se dicen que re presentan una onda plana monocromática en la dirección positiva del eje  $X$ , y también se dice que la onda esta polarizada en un plano. Monocromática 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 (38) y (40) 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

Ver hoja  
15

$H_y$  y la dirección de propagación han sido invertidos.

Las ecuaciones (29) y (33) pueden ser tratadas de manera similar al análisis previo.

$$\frac{\partial^2 E_{z2}}{\partial x^2} = j\omega\mu \frac{\partial H_{z2}}{\partial x} = -\omega^2 \mu \epsilon E_{z2}$$

$$\frac{\partial^2 E_{z2}}{\partial x^2} = -\beta^2 E_{z2} \quad \text{donde } \beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$$

Por lo tanto:

$$E_{z2} = A' e^{-j\beta x} \quad (48)$$

$$E_{z2} = B' e^{j\beta x} \quad (49)$$

La  $H_{y2}$  correspondiente es

$$H_{y2} = -A' \frac{\beta}{\omega\mu} e^{-j\beta x} = -\frac{A'}{\eta} e^{-j\beta x} \quad (50)$$

$$H_{y2} = B' \frac{\beta}{\omega\mu} e^{j\beta x} = \frac{B'}{\eta} e^{j\beta x} \quad (51)$$

Ver hoja  
16

Un pequeño análisis puede mostrar que (48) y (50) representan a la onda plana de (37) y (39) con el plano de polarización girado  $\frac{\pi}{2}$  radianes, de manera  $\vec{E}$  esta contenido en el plano  $YZ$  y  $\vec{H}$  en el plano  $XY$ .

## Ondas en el Espacio Libre

En el espacio libre

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{Henry}}{\text{m}}$$

$$\epsilon = \epsilon_0 = 8.864 \times 10^{-12} \frac{\text{Farad}}{\text{m}} \quad (52)$$

De estos, el valor de  $\mu_0$  está definido, y  $\epsilon_0$  es determinado experimentalmente de mediciones de la electrostática. Utilizando estos valores en (46) dan un valor para la velocidad extraordinariamente 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  $c$ .

Ver Apéndice  
17

## Ondas Planas en un Medio Conductor

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

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega \epsilon \vec{E}_s + \sigma \vec{E}_s = j\omega \left( \epsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \right) \vec{E}_s \quad (53)$$

definiendo una permitividad compleja  $\epsilon^*$  como:

$$\epsilon^* = \epsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \quad (54)$$

tenemos

$$\nabla \times \vec{H}_s = j\omega \epsilon^* \vec{E}_s \quad (55)$$

Esta ecuación formalmente es la misma que (23), pero con  $\epsilon$  reemplazada por  $\epsilon^*$ , 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  $T$  de la forma

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \epsilon^* E_{ys} = 0 \quad (56)$$

o

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \omega^2 \mu \left( \epsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \right) E_{ys} = 0 \quad (57)$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} - (j\omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon) E_{ys} = 0 \quad (58)$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} - \gamma^2 E_{ys} = 0 \quad (59)$$

donde  $\gamma^2 = j\omega \mu \sigma - \omega^2 \mu \epsilon$

$\gamma$  es llamada "constante de propagación" y es una cantidad cuyas partes real e imaginaria se designaran con las letras  $\alpha$  y  $\beta$  respectivamente.

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (10)$$

Una posible solución de (54) es

$$E_{1s} = A e^{-\delta x} = A e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad (61)$$

sustituyendo (61) en (32) nos da

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

$$H_{2s} = \sqrt{\frac{\sigma + j\omega\epsilon}{j\omega\mu}} E_{1s} \quad (62)$$

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

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \text{ ohms} \quad (63)$$

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

la como una magnitud y un ángulo

$$\eta = \eta_m e^{j\theta_\eta} \quad (64)$$

de esta forma

$$H_{2s} = \frac{E_{1s}}{\eta} = \frac{A}{\eta} e^{-\delta x} = \frac{A}{\eta} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad (65)$$

Las ecuaciones (63) y (65) en su forma variable en el tiempo están dadas por

$$E_y(x,t) = A e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x) \quad (66)$$

$$H_z(x,t) = \frac{A}{\eta} e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x - \theta_\eta) \quad (67)$$

Ver hoja  
18

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  $\alpha$  y  $\beta$  reciben los nombres de constante de atenuación y constante de fase respectivamente. Las expresiones de estas constantes en función de  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma$  pueden ser obtenidas mediante la expresión,

$$\gamma^2 = j\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\epsilon = (\alpha + j\beta)^2 \quad (68)$$

de donde se llega a que

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

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \frac{\text{rad}}{m} \quad (70)$$

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

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (71)$$

Por lo que sustituyendo (67) en (68),

$$v = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)}} \quad (72)$$





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

TELECOMUNICACIONES . VIA MICROONDAS

SISTEMAS DE MICROONDAS

M. EN C. SALVADOR LANDERSO AYALA

25 AGOSTO, 1982

UNIDADES DE MEDICIÓN LAS COMUNES

	dB	dBm	dBw	w	pw	dBnc	mV	dBmV
	(Relación de Potencia)	(Potencia referida a 1mw)	(Potencia referida a 1w)	(Potencia)	Potencia $1pw=10^{-12}w$	(Nivel de ruido relativo)	(Voltaje)	Voltaje referido a 1mV
dB	-	-	-	-	-	-	-	-
dBm	-	-	dBm - 30	$\frac{1}{1000} \text{antilog} \frac{dBm}{10}$	$\text{antilog} \left(9 + \frac{dBm}{10}\right)$	-	-	-
dBw	-	dBw + 30	-	-	$\text{antilog} \frac{dBw}{30}$	-	-	-
w	-	$10 \log \frac{w}{1mw}$	$\frac{10 \log w}{w}$	-	$\times 10^{12}$	-	-	-
pw	-	$10 \log pw \times 10^{-9}$	-	$10^{-12}$	-	$10 \log pw$	-	-
dBnc	-	-	-	-	$\text{antilog} \frac{dBnc}{10}$	-	-	-
dBmV	-	-	-	-	-	-	$\frac{1}{10^3} \text{antilog} \frac{dBmV}{20}$	-
mV	-	-	-	-	-	-	-	$20 \log \frac{mV}{1mV}$

NIVEL DE RUIDO EN EL RECEPTOR

R<sub>r</sub> = -204 + F + 10 log B (dBw) (1)

NIVEL DE RECEPCION DE UMBRAL

(P<sub>ru</sub>) = -204 + F + 10 log B + 10 (dBw) (2)

MARGEN DE DESVANECIMIENTO

M = P<sub>ru</sub> - P<sub>r</sub> (3)

donde

P<sub>r</sub> es la potencia nominal recibida

6

P<sub>t</sub> - P<sub>ru</sub> = A<sub>u</sub>

M = A<sub>u</sub> - A<sub>n</sub> (3)

A<sub>u</sub> = Atenuación de Umbral

A<sub>n</sub> = Atenuación Normal

CALCULO DE RUIDO

RUIDO BASICO

Ruido Térmico en el Receptor	A
Ruido Básico en equipo de R.f.	B
Ruido Básico en equipo Modem	C
Ruido Térmico Total	<u>A + B + C</u>

RUIDO DE INTERMODULACION

Equipo de RF y de FI	D
Modem	E
Ruido de Intermodulación Total	<u>D + E</u>

RUIDO TOTAL A + B + C + D + E = RT

RUIDO TOTAL PERMISIBLE RTP

MARGEN CONTRA DESVANECIMIENTO

M = (RTP - RT) - A

Cuerpos de grandes dimensiones.

Para poder aplicar la ley de gravitación a cuerpos de grandes dimensiones, es necesario subdividirlo en elementos de masa, y sumar las atracciones de cada uno de ellos para obtener la atracción total.

Para simplificar el problema, tome una distribución de masa superficial con densidad  $\sigma$



La atracción que produce el elemento  $\Delta S$  en la dirección  $x$  es:

$$a_{x,n} = \frac{\sigma_n \Delta S}{r_n^2} \cos \theta = \frac{\sigma_n \Delta S}{r_n^2} \cdot \frac{x}{r_n} = \frac{x}{r_n^3} \sigma_n \Delta S$$

y en la dirección  $z$

$$a_{z,n} = \frac{\sigma_n \Delta S}{r_n^2} \sin \theta = \frac{\sigma_n \Delta S}{r_n^2} \frac{z}{r_n} = \frac{z}{r_n^3} \sigma_n \Delta S$$

cuando todos los elementos

$$a_x = \sum_{n=1}^N \frac{x \sigma_n}{r_n^3} \Delta S \quad ; \quad a_z = \sum_{n=1}^N \frac{z \sigma_n}{r_n^3} \Delta S$$

En el límite, la sumatoria es una integral,  $\Delta S \rightarrow dS$

$$a_x = \int_S \frac{\sigma x}{r^3} dS \quad ; \quad a_z = \int_S \frac{\sigma z}{r^3} dS$$

Generalizada a 3 dimensiones, con  $\rho$  densidad volumétrica

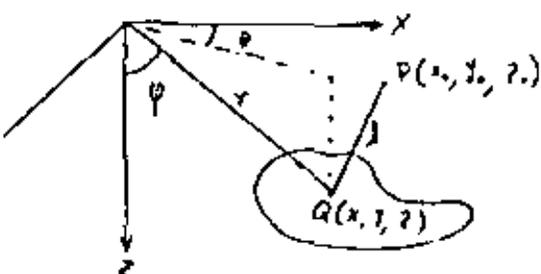
$$a_x = \int_V \frac{\rho x}{r^3} dV$$

$$a_y = \int_V \frac{\rho y}{r^3} dV$$

$$a_z = \int_V \frac{\rho z}{r^3} dV$$

Cuerpos Tridimensionales.

El potencial gravitacional en P es la suma de los potenciales debidos a cada punto masa



$$U = \gamma \sum_i \frac{m_i}{r_i}$$

$$U = \gamma \int_m \frac{dm}{r}$$

$$= \gamma \int_v \frac{\rho dV}{r}$$

$$U = \gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{y_1}^{y_2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\rho dx dy dz}{[(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2]^{3/2}}$$

$g_z$  se obtiene a partir de la derivada direccional.

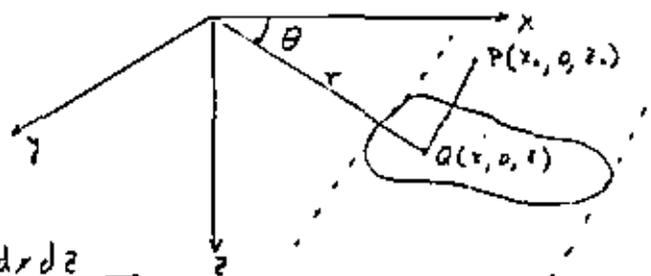
$$g_z = -\frac{\partial U}{\partial z} = \gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{y_1}^{y_2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\rho(z-z_0) dx dy dz}{[(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2]^{5/2}}$$

Las expresiones para U y  $g_z$  en coordenadas esféricas y cilíndricas se muestran en la tabla I. No se pierde generalidad y muchas veces tiene ventajas colocar el punto P en el origen.

Cuerpos Bidimensionales.

Los cuerpos bidimensionales tienen una dimensión que va de - menos infinita a infinita.

Hagamos que esa dimensión sea "Y" y que P se encuentra en  $P(x_0, 0, z_0)$ . Entonces



$$U = \gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{x_1}^{x_2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\rho dy dx dz}{[(x-x_0)^2 + y^2 + (z-z_0)^2]^{3/2}}$$

$$= 2\gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{x_1}^{x_2} \rho \ln \left[ y + \sqrt{(x-x_0)^2 + y^2 + (z-z_0)^2} \right] \Big|_{-\infty}^{\infty} dx dz$$

$$= 2\gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{x_1}^{x_2} \rho \ln(\infty) dx dz - 2\gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{x_1}^{x_2} \rho \ln \left[ (x-x_0)^2 + (z-z_0)^2 \right]^{1/2} dx dz$$

El primer término va al infinito pero, puesto que estamos interesados en diferencias y derivadas de potenciales podemos ignorar este término constante y considerar la definición de un potencial logarítmico como

$$U = 2\gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{x_1}^{x_2} \rho \ln \left[ (x-x_0)^2 + (z-z_0)^2 \right]^{-1/2} dx dz$$

Este potencial también tiene problemas cuando  $l \rightarrow 0$  o  $l \rightarrow \infty$ , sin embargo, es útil obtener componentes del vector gravitacional. Nuevamente podemos encontrar  $g_z$  a partir de

$$g_z = -\frac{\partial U}{\partial z} = 2\gamma \int_{z_1}^{z_2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\rho(z-z_0) dx dz}{(x-x_0)^2 + (z-z_0)^2}$$

De igual manera podemos poner al punto P en el origen y expresar  $g_z$  en coordenadas esféricas y cilíndricas. Estas ecuaciones se muestran en la tabla II.

TABLE II

Three-dimensional formulas for computing gravitational acceleration and potential produced by anomalous masses

Coordinate system	P not at origin	eq.	P at origin	eq.
Rectangular	$\Delta g = G \int_x \int_y \int_z \frac{\Delta \rho (z - z_0) dx dy dz}{[(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2]^{3/2}}$	(7.10a)	$\Delta g = G \int_x \int_y \int_z \frac{\Delta \rho z dx dy dz}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}}$	(7.10b)
	$\Delta V = G \int_x \int_y \int_z \frac{\Delta \rho dx dy dz}{[(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2]^{1/2}}$	(7.11a)	$\Delta V = G \int_x \int_y \int_z \frac{\Delta \rho dx dy dz}{(x^2 + y^2 + z^2)^{1/2}}$	(7.11b)
Cylindrical	$\Delta g = G \int_z \int_0 \int_r \frac{\Delta \rho (z - z_0) r dr d\theta dz}{[(r - r_0)^2 + (z - z_0)^2]^{3/2}}$	(7.12a)	$\Delta g = G \int_z \int_0 \int_r \frac{\Delta \rho z r dr d\theta dz}{(r^2 + z^2)^{3/2}}$	(7.12b)
	$\Delta V = G \int_z \int_0 \int_r \frac{\Delta \rho r dr d\theta dz}{[(r - r_0)^2 + (z - z_0)^2]^{1/2}}$	(7.13a)	$\Delta V = G \int_z \int_0 \int_r \frac{\Delta \rho r dr d\theta dz}{(r^2 + z^2)^{1/2}}$	(7.13b)
Spherical	$\Delta g = G \int_0 \int_\phi \int_r \frac{\Delta \rho (r \cos \phi - r_0 \cos \phi_0) r^2 \sin \phi dr d\phi d\theta}{q^3}$	(7.14a)	$\Delta g = G \int_0 \int_\phi \int_r \Delta \rho \sin \phi \cos \phi dr d\phi d\theta$	(7.14b)
	$\Delta V = G \int_0 \int_\phi \int_r \frac{\Delta \rho r^2 \sin \phi dr d\phi d\theta}{q}$	(7.15a)	$\Delta V = G \int_0 \int_\phi \int_r \Delta \rho r \sin \phi dr d\phi d\theta$	(7.15b)

TABLE 1.11

Two-dimensional formulas for computing gravitational acceleration and potential produced by anomalous masses

Coordinate system	$P$ not at origin	eq.	$P$ at origin	eq.
Rectangular	$\Delta g = 2G \int \int \frac{\Delta \rho (x - x_0) dx dz}{(x - x_0)^2 + (z - z_0)^2}$	(7.16a)	$\Delta g = 2G \int \int \frac{\Delta \rho x dx dz}{x^2 + z^2}$	(7.16b)
	$\Delta V = 2G \int \int \Delta \rho \ln[(x - x_0)^2 + (z - z_0)^2]^{-1/2} dx dz$	(7.17a)	$\Delta V = 2G \int \int \Delta \rho \ln(x^2 + z^2)^{-1/2} dx dz$	(7.17b)
Polar	$\Delta g = 2G \int \int \frac{\Delta \rho (r \sin \theta - r_0 \sin \theta_0) r dr d\theta}{r^2}$	(7.18a)	$\Delta g = 2G \int \int \Delta \rho \sin \theta dr d\theta$	(7.18b)
	$\Delta V = 2G \int \int \Delta \rho \ln(r)^{-1} r dr d\theta$	(7.19a)	$\Delta V = 2G \int \int \Delta \rho \ln(r)^{-1} r dr d\theta$	(7.19b)

Ecuación de Laplace para el potencial.

Sea  $U$  el potencial gravitacional en el punto  $P(x_0, y_0, z_0)$  - producido por la masa  $m$  en el punto  $Q(x, y, z)$ , de manera que  $U = \gamma \frac{m}{r}$ . El punto  $P$  no se encuentra en contacto con la masa  $m$ .

$$r^2 = (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2$$

$$\frac{\partial U}{\partial x} = \frac{\partial U}{\partial r} \frac{\partial r}{\partial x} = -\gamma \frac{m}{r^2} \frac{(x - x_0)}{r}$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = -\gamma \frac{m}{r^3} + 3\gamma \frac{m(x - x_0)}{r^5}$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = -\gamma \frac{m}{r^3} + 3\gamma \frac{m(y - y_0)}{r^5}$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = -\gamma \frac{m}{r^3} + 3\gamma \frac{m(z - z_0)}{r^5}$$

Sumando

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = \nabla^2 U = 0$$



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

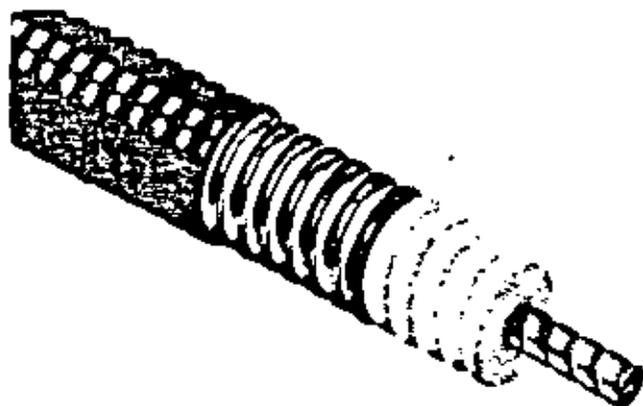
TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

RADIACION EN EL ESPACIO LIBRE  
(COMPLEMENTO)

ING. JESUS REYES G.

AGOSTO, 1982

## 1-5/8" FOAM-DIELECTRIC HELIAX® CABLE



This large diameter foam HELIAX coaxial cable provides high efficiency and power handling capability without the need for pressurization. These characteristics make this cable uniquely suitable for AM broadcast arrays and 2-GHz radio relay applications. 2-GHz radio relay system cables and connectors are presented on pages 40 - 41.

The weather-resistant black polyethylene jacket used on all HELIAX cables is suitable for burial and will resist corrosive environments. All HELIAX coaxial cables and connectors are suitable for either factory or field installation with ordinary hand tools. Connector disengagement is eliminated by continuous bonding of both conductors to the dielectric.

This cable is available with an aluminum outer conductor on special order;

### CABLE TYPES

Outer Conductor	Copper
Impedance, ohms	50
Type Number	FHJ7-50

### CHARACTERISTICS

Impedance, ohms	50	Diameter, over jacket, inches	2
Maximum Frequency, GHz*	2.3	(mm)	(50)
Velocity, percent	79	Minimum Bending Radius, inches	20
Peak Power Rating, kw	145	(mm)	(508)
Attenuation	See page 52	Cable Weight,	
Average Power Rating	See page 53	copper, pounds per foot	1.3
		(kg/m)	(1.9)

\*For applications above 1 GHz, refer to pages 40 and 41.

## 1/2" AND 7/8" AIR-DIELECTRIC HELIAX® CABLES



1/2" HELIAX is widely used in sampling line applications and other low-power services where attenuation is not critical. 7/8" HELIAX is preferred for long runs in low-power systems because of its low attenuation.

Cables are supplied with a corrugated copper outer conductor. 7/8" HELIAX is offered in 50- and 75-ohm versions as shown below. An aluminum outer conductor is available on special order.

Low VSWR 7/8" cable and connectors for 2-GHz radio relay systems are described on pages 40-41. For applications above 3 GHz, consult your

### CABLE TYPES

Nominal Size	1/2"	7/8"	7/8"
Outer Conductor	Copper	Copper	Copper
Impedance, ohms	50	50	75
Type Number	HJ4-50	HJ5-50	HJ5-75

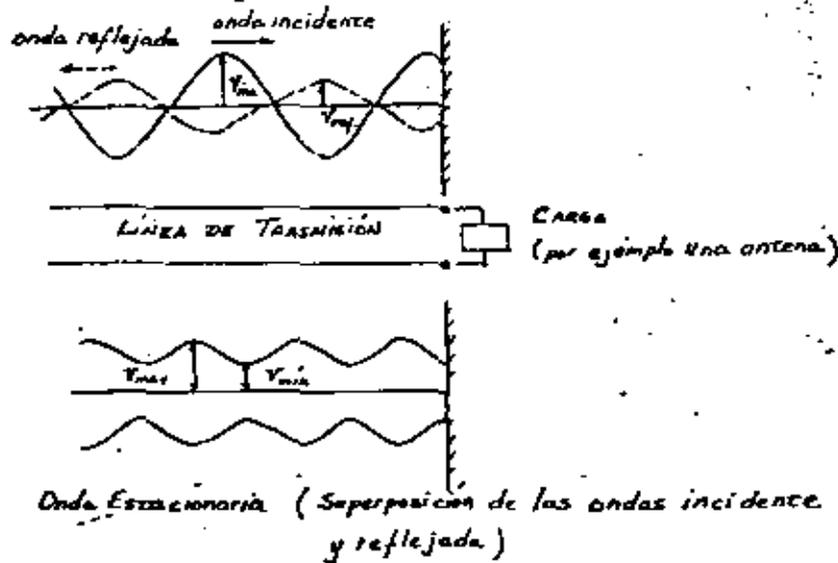
### CHARACTERISTICS

Size	1/2"	7/8"	7/8"	Size	1/2"	7/8"
Impedance, ohms	50	50	75	Diameter, over jacket, inches	0.58	1.11
Maximum Frequency, GHz*	10.9	5.2	5.6	(mm)	(14.7)	(28.3)
Velocity, percent	91.4	91.6	90.0	Minimum Bending Radius, inches	5	10
Peak Power Rating, kw	10	44	29	(mm)	(125)	(250)
Attenuation		See page 56		Cable Weight,		
Average power Rating		See page 57		pounds per foot	0.27	0.53
				(kg/m)	(0.4)	(0.8)

### IMPEDANCIA DE ENTRADA

Es importante que exista un acoplamiento entre la impedancia que ofrece la antena en su entrada y la impedancia de la línea. En las líneas en la cuales hoy desacoplamientos se producen ecos o reflexiones. Esto puede ser en particular molesto, por ejemplo, en circuitos telefónicos. Ya que no siempre es posible lograr exactamente un acoplamiento, es deseable tener una medida que nos de el grado de desacoplamiento. Tal medida es llamada Relación de Onda Estacionaria (S.W.R.).

### Ondas de voltaje a lo largo de la línea



### Relación de Onda Estacionaria

$$S.W.R. = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V_{inc}| + |V_{ref}|}{|V_{inc}| - |V_{ref}|}$$

### Coefficiente de Reflexión (magnitud)

$$\rho = \frac{|V_{ref}|}{|V_{inc}|} \quad \rho^2 = \frac{|P_{ref}|}{|P_{inc}|}$$

$$\rho = \frac{S.W.R. - 1}{S.W.R. + 1}$$

### Pérdida de Recorrido

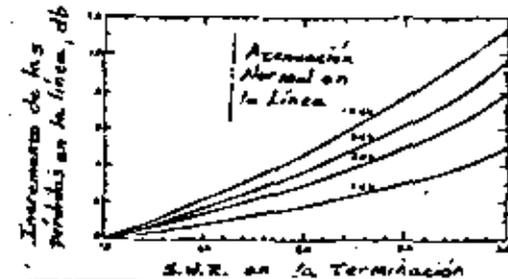
$$Pd_{\lambda} = 20 \log_{10} \rho$$

Cuando no hay reflexión. Existe acoplamiento de Impedancias  $1 \leq S.W.R. < \infty$       Cuando la reflexión es total  $0 \leq \rho \leq 1$

### SWR CONVERSION CHART

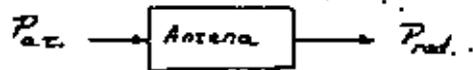
SWR	Return Loss, dB	Reflection Coefficient, %	SWR	Return Loss, dB	Reflection Coefficient, %	SWR	Return Loss, dB	Reflection Coefficient, %	SWR
1.01	46.1	0.5	1.08	8.3	3.8	1.15	21.1	7.0	1.21
1.02	40.1	1.0	1.09	7.3	4.3	1.16	22.6	7.4	1.29
1.03	36.6	1.5	1.10	6.4	4.9	1.17	23.1	7.8	1.38
1.04	34.2	2.0	1.11	5.7	5.2	1.18	23.7	8.2	1.44
1.05	32.3	2.4	1.12	5.2	5.7	1.19	24.2	8.7	1.51
1.06	30.7	2.9	1.13	4.7	6.1	1.20	24.8	9.1	1.58
1.07	29.4	3.4	1.14	4.3	6.5	1.21	25.4	9.6	1.66

Cuando la línea de transmisión está conectada a la antena, el S.W.R. producido por la antena incrementa la atenuación en la línea. Pero este efecto es muy pequeño para condiciones normales. La siguiente gráfica muestra el incremento de las pérdidas en la línea contra el S.W.R.



### EFICIENCIA DE RADIACIÓN

$$K = \frac{P_{\text{rad.}}}{P_{\text{ac.}}} = \frac{\text{Potencia Radiada}}{\text{Potencia Aceptada por la antena transmisora en sus terminales.}}$$



### INTENSIDAD DE RADIACIÓN



El campo eléctrico a una distancia grande desde la antena varía inversamente con la distancia.

$$\vec{E}_e = \frac{E_e}{\sqrt{2}} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \vec{a}_\theta$$

$E_e$  es el campo eléctrico en su valor rms. La densidad de potencia media dada por el vector de Poynting es:

$$\vec{S}_{r, \text{med}} = |\vec{E}_e| |\vec{H}_e| \sin \psi \vec{a}_r$$

$$|\vec{E}_e| = E_e = \frac{E_0}{\sqrt{2} r}$$

$\psi$  - ángulo entre  $\vec{E}_e$  y  $\vec{H}_e$ ,  $\psi = 90^\circ$ ,  $\sin$

$$\text{como } \frac{|\vec{E}_e|}{|\vec{H}_e|} = \eta_0$$

$$|\vec{H}_e| = \frac{|\vec{E}_e|}{\eta_0} = \frac{E_0}{\sqrt{2} \eta_0 r}$$

De esta manera, la magnitud del vector de Poynting es,

$$S_{r, \text{med}} = \frac{E^2}{\eta_0} = \frac{E_0^2}{2 \eta_0 r^2} \quad \frac{\text{Watts}}{\text{m}^2}$$

La potencia radiada por la antena se obtiene integrando esta cantidad a través de la superficie donde esta distribuida.

$$P_{\text{rad}} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} S_{r, \text{med}} ds = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} S_{r, \text{med}} r^2 \sin \theta d\theta d\phi$$

$ds$  - elemento diferencial de superficie, en coordenadas esféricas

$$ds = r^2 \sin \theta d\theta d\phi$$

El producto  $r^2 S_{r, \text{med}}$  da una cantidad independiente de la distancia  $r$ , denominada "Intensidad de Radiación  $U(\theta, \phi)$ "

$$U(\theta, \phi) = r^2 S_{r, \text{med}} \quad \frac{\text{Watts}}{\text{Esteradian}}$$

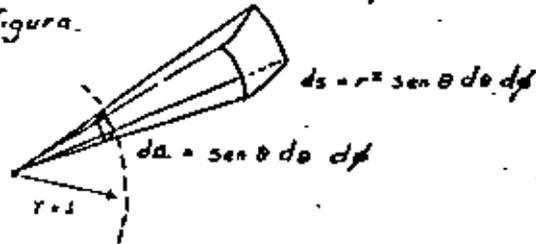
por lo tanto

$$P_{\text{rad}} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

El término  $\sin \theta \, d\theta \, d\phi$  se denomina elemento de ángulo sólido  $d\Omega$

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} \text{ [esteradianes]}$$

Y es equivalente al área interceptada por el cono en una esfera de radio unitario ( $r=1$ ), como se muestra en la figura.



El ángulo sólido total obtenido al girar el cono en todas las direcciones es igual a  $4\pi$  esteradianes

$$\Omega = 4\pi \text{ esteradianes}$$

De esta forma,

$$P_{\text{rad}} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \mathcal{U}(\theta, \phi) \, d\Omega$$

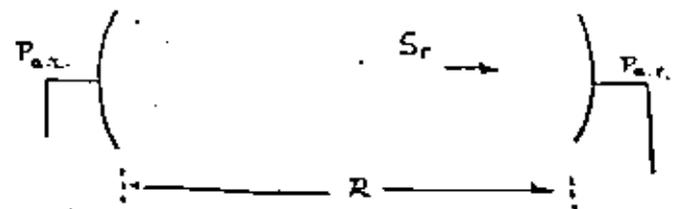
$$\mathcal{U} = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi}$$

Intensidad de Radiación  
Media

## 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)

$$S_r(\theta, \phi)_{\text{max}} = \left[ \frac{P_{tx}}{4\pi R^2} \right] G_T$$

De la ec. (4.34)

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$$

De la ec. (4.30)

$$P_{rx} = S_r(\theta, \phi) A_e = \left[ \frac{P_{tx}}{4\pi R^2} \right] G_T \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$$

$$P_{rx} = P_{tx} \left[ \frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 G_T G_R \quad - (4.42)$$



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

TELECOMUNICACIONES, VIA MICROONDAS

A N E X O S

Ing. Salvador Landeros Ayala

20 AGOSTO, 1982

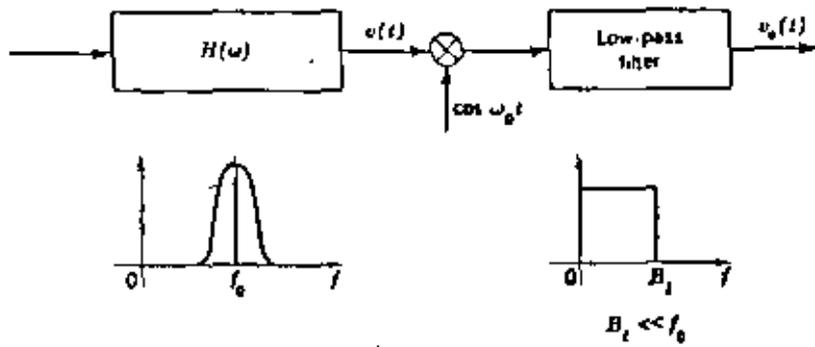


Figure 5-37 Synchronous detector for PSK and OOK signals.

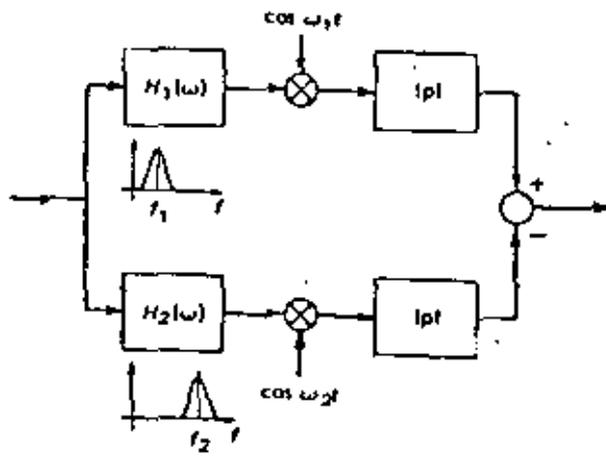


Figure 5-38 Synchronous detection of FSK signals.

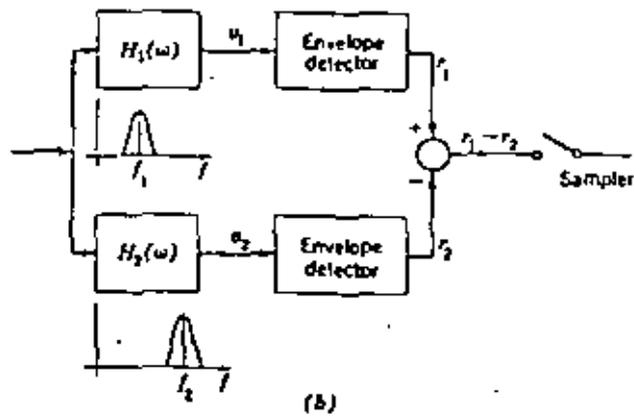
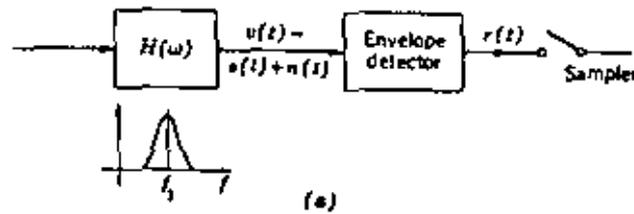


Figure 5-40 Noncoherent envelope detection. (a) OOK receiver. (b) Noncoherent FSK detection.



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

TELECOMUNICACIONES, VIA MICROONDAS

LINEAS DE TRANSMISION

Ing. Jesús Reyes

AGOSTO, 1982

## Líneas de Transmisión

(a) Cables Coaxiales - Se utilizan en sistemas que operan a frecuencias menores de 2 GHz.

- (i) Dieléctrico al Aire
- (ii) Dieléctrico de Espuma.

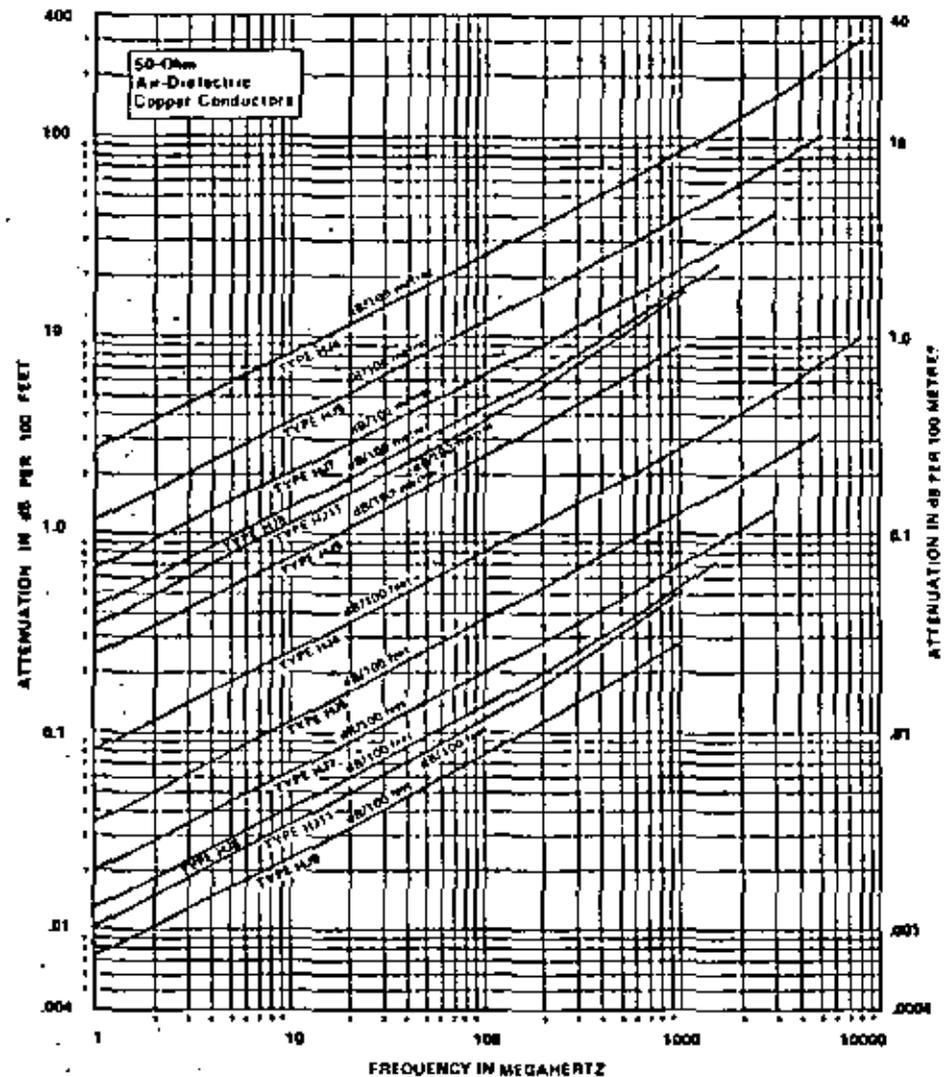
(b) Guías de Onda - Se utilizan en sistemas que operan a frecuencias mayores de 2 GHz.

- (i) Rectangulares.
- (ii) Elípticas
- (iii) Circulares

## Dispositivos de Microondas

- (a) Conectores
- (b) Circuladores
- (c) Divisores de Potencia
- (d) Acopladores.
- (e) Aisladores
- (f) T - Híbridos e Híbridos

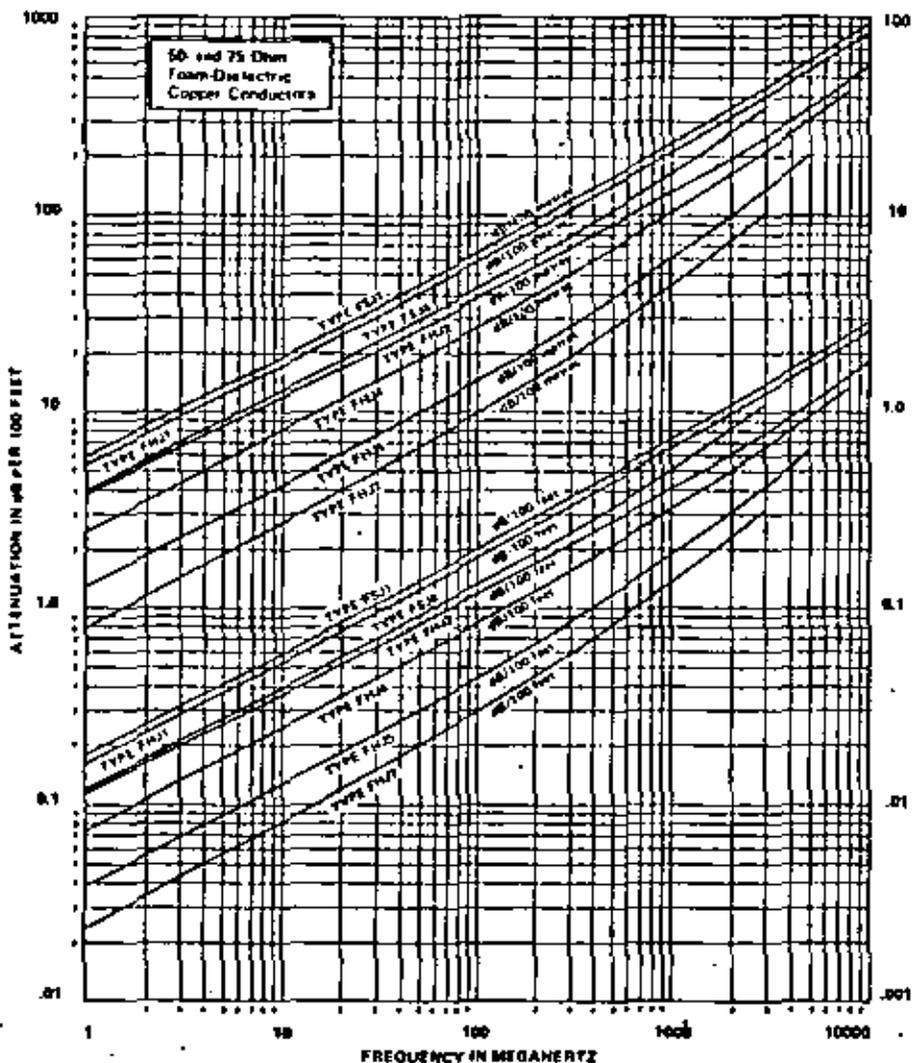
## HELIAX® CABLE ATTENUATION



Attenuation Curves based on:  
 VSWR 1.0  
 Ambient Temperature 24° C (75° F)  
 One Atmosphere absolute dry air pressure

Conversion Data:  
 For other ambient temperatures, see curve on page 50

# HELIAX® CABLE ATTENUATION

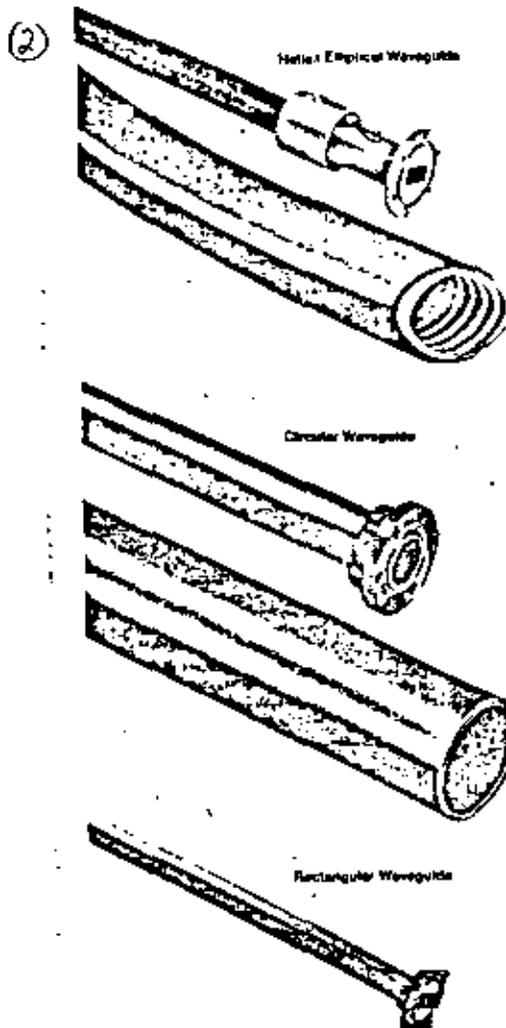


Attenuation Curves based on:  
VSWR 1.6  
Surface temperature 30°C (86°F)

Conversion Data:  
For other ambient temperatures see chart on page 50

## MICROWAVE WAVEGUIDES

### Introduction



For use in microwave systems, Andrew offers three types of waveguides: HELIAX® elliptical, circular and rigid rectangular.

HELIAX elliptical waveguide, available in continuous flexible lengths, minimizes site design and installation time. Advanced manufacturing techniques yield a system that is more "performance predictable" than systems composed of varied individual components. The basic design consists of precision formed corrugated high conductivity copper tubing with an elliptical cross section terminated in transitions to rectangular flanges. The elliptical waveguide is polyethylene jacketed.

Circular waveguide is recommended for high density system applications requiring low VSWR and/or low attenuation. System expansion from single to dual polarization is possible without extensive extra investments by using a single run of circular waveguide for both polarizations. Andrew circular waveguide is fabricated from precision formed oxygen free high conductivity copper tubing.

Rectangular waveguide manufactured by Andrew conforms to IEC recommendations and EIA standards. Complete microwave waveguide systems in commonly used sizes are available. For maximum efficiency, all waveguide sections are made of oxygen free high conductivity copper. Efficiency remains high after years of service because all Andrew waveguide is treated with a chromate conversion coating to prevent corrosion. Special finishes or painting are available on special order.

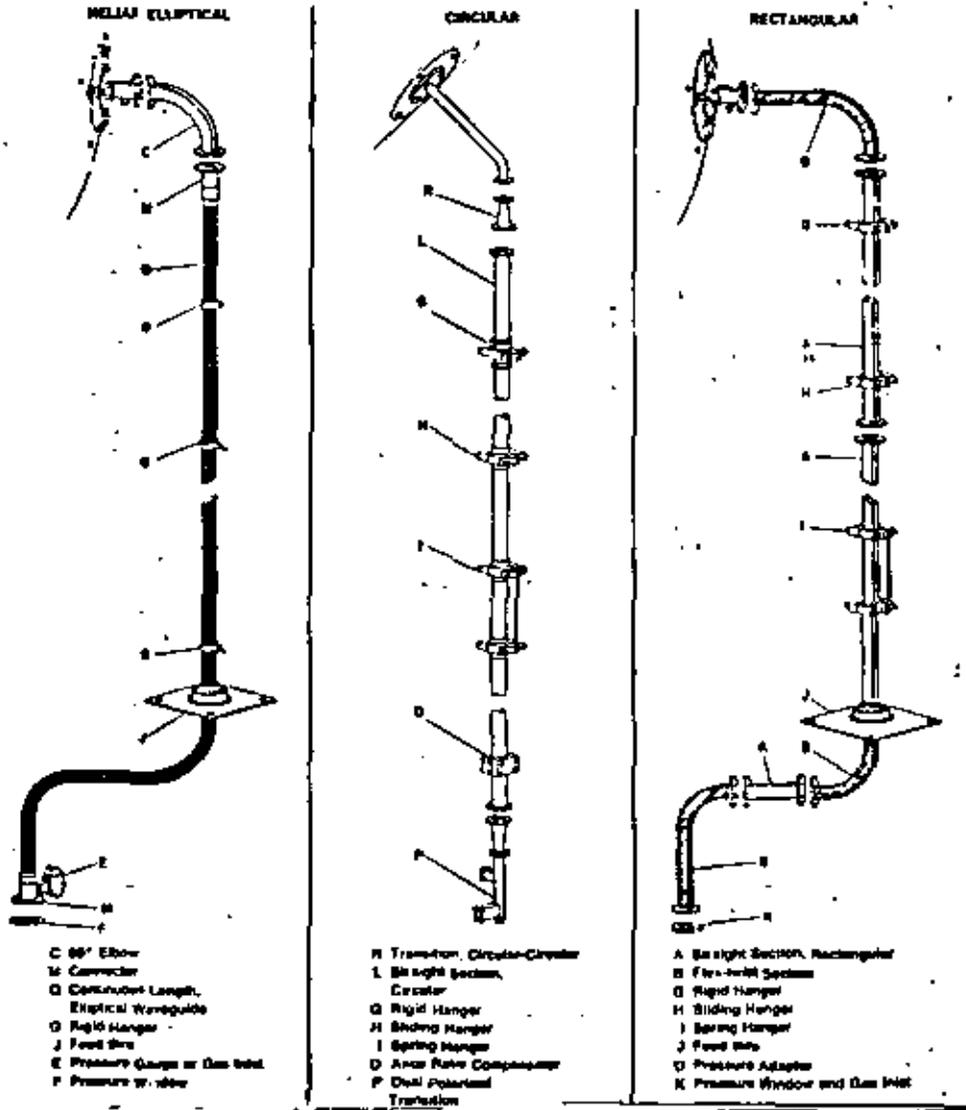
Since economics is generally a factor in determining the best system, optimizing dB versus dollars can result in combinations of all three types of guides. Consult your local Andrew office for technical assistance.



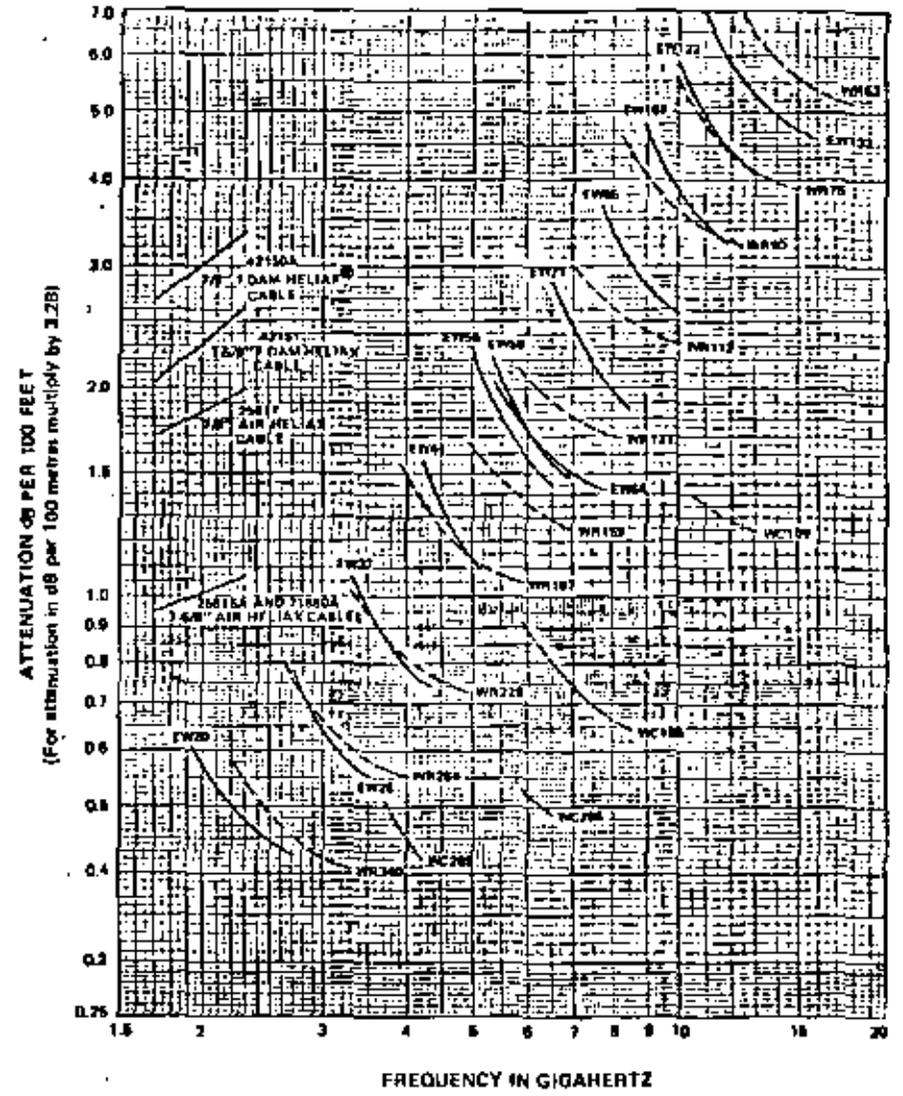
### Microwave Waveguide Systems

Below are typical waveguide systems components covering the same physical requirements. These diagrams show single polarized waveguide runs for rectangular and elliptical systems and a dual polarized waveguide run for circular waveguide. For

dual polarized installations, all components shown for the rectangular and elliptical systems must be duplicated. The following pages cover the standard microwave waveguide components offered by Andrew.



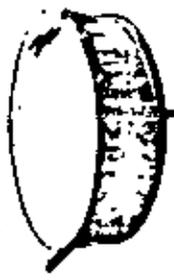
### MICROWAVE WAVEGUIDE AND CABLE ATTENUATION



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%.

## 5.925-6.426 GHz ANTENNAS



UHX 90-59D Antenna



Feed for PKL 59D Antenna

All antennas listed below are center-fed and have continuous polarization adjustment. Feeds are pressurizable to 10 lb/sq in. (10.7 kg/sq cm). Feed guy wires are included. VSWR of 1.04 is available on special order for UHX™ antennas of 8 feet in diameter and larger.

For single polarized applications requiring ultra high performance antennas, order port terminating load Type 39099 137 separately.

Input flanges mate with CPR137G or PDR70. For PAR70, specify when ordering.

Accessories and Systems Planning	Page
Mounts	21-23
Radomes	24
Pressurization	3, 64-67
Antenna Selection	2, 3
Waveguide Selection	3, 26-28
Typical Antenna Systems	6, 8
Radiation Pattern Envelopes	8
Definition of Electrical Characteristics	9
Shipping Information	42

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Frequency, GHz and Type	Type Number	Diameter Feet	Gain, dB			Beamwidth Degrees	Front-to-Side Ratio, dB	VSWR Maximum
			Bottom	Mid-Band	Top			
<b>LOW VSWR STANDARD ANTENNAS</b>								
5.925 - 6.425 Single Polarized	PLB 59C	6	38.4	38.9	39.4	1.8	46	1.08
	PLB 59C	8	41.1	41.6	41.9	1.4	48	1.04
	PL10 59C	10	42.8	43.3	43.6	1.1	51	1.04
	PL17 59E	12	44.7	45.0	45.2	0.9	52	1.04
	PL15 59D	15	46.1	46.4	46.6	0.8	53	1.04
5.925 - 6.426 Dual Polarized	PXL 9 59D	6	38.4	38.9	39.1	1.8	46	1.07
	PXL 9 59D	8	40.8	41.3	41.6	1.4	48	1.08
	PXL10 59D	10	42.7	43.1	43.5	1.1	49	1.08
	PXL17 59F	12	44.4	44.8	45.2	0.9	53	1.08
	PXL15 59E	15	46.1	46.4	46.6	0.8	54	1.08
<b>ULTRA HIGH PERFORMANCE ANTENNAS</b>								
5.925 - 6.426 Dual Polarized	UHX 6 59C	6	38.4	38.6	39.1	1.8	73	1.06
	UHX 8 59D	8	40.8	41.2	41.8	1.4	76	1.06*
	UHX10 59D	10	42.8	43.2	43.6	1.1	76	1.04*
	UHX12 59E	12	44.6	44.8	45.2	0.9	76	1.08*
	UHX15 59D	15	46.1	46.4	46.6	0.8	76	1.08*

\*VSWR of 1.04 is available on special order.

† UHX is the trademark under which ultra high performance antennas are sold by Andrew.

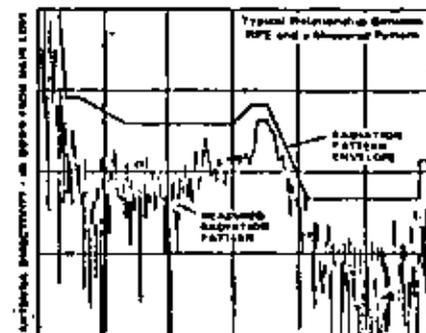
## RADIATION PATTERN ENVELOPES

Radiation pattern envelopes (RPE's) published by Andrew present radiation pattern information in a form that is easy to use for planning radio systems. RPE's are available for all microwave antennas listed. Copies are on file at the U.S. FCC, Canadian DOC, British Post Office, Australian PMG, and many other administrations throughout the world.

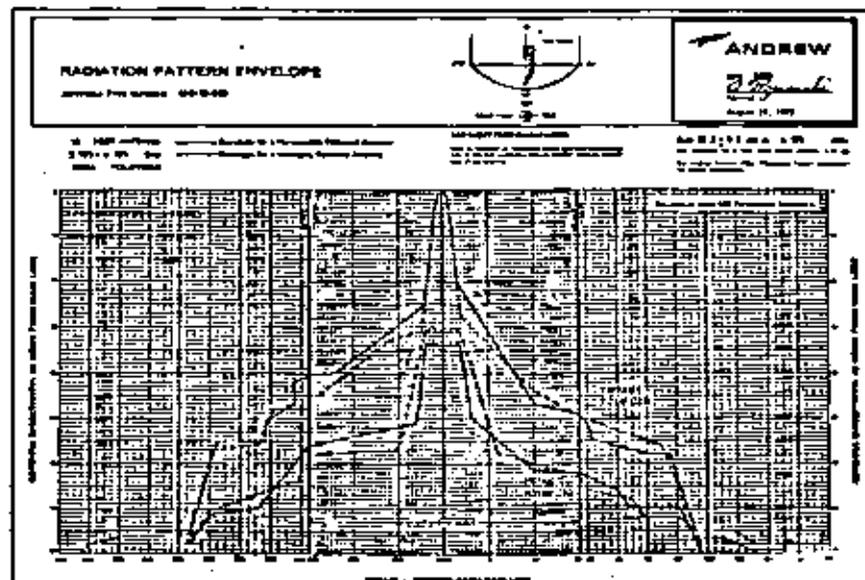
A complete set of radiation patterns includes measurements of horizontal and vertical polarizations, parallel and cross polarized, at three frequencies (low, middle, and high) in the band. This requires twelve 360 degree measurements. To develop an RPE, the measured patterns for all three frequencies are overlaid and the peaks are plotted as a single curve. For antennas that have symmetrical patterns, the graph is folded at the 0 degree axis and the peaks are plotted again. For simplicity, the resulting peaks of the curves are connected by straight lines except for the main beam. This envelope represents the absolute maximum of six pattern plots (two sides at three frequencies each). Each of the four basic curves, (horizontal parallel, vertical parallel, horizontal cross, and vertical cross polarized) is generated in this way.

UHX™ antennas have different patterns left and right of boresight. For these antennas, RPE's are prepared for the full 360 degrees.

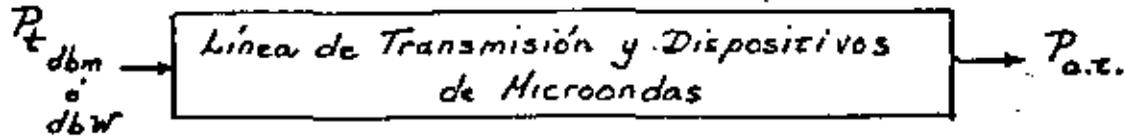
Andrew guarantees that actual radiation patterns for any production antenna will not exceed the current published RPE by more than 3 dB from the first side lobe to an angle  $\theta = 420\lambda/D$  where  $\lambda$  is wavelength and D is antenna diameter in the same units, and 2 dB from  $\pm 4$  to 180 degrees. ( $\theta = 7^\circ$  for the antenna shown below.) An angular accuracy of  $\pm 1$  degree is maintained throughout. The guarantee applies to all antennas listed on pages 9-20, unless otherwise stated on the RPE. For further information ask for Bulletin 1032.



ANGLE - DEGREES FROM MAIN LOBE



### ETAPA TRANSMISORA



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

$$P_{a.t.\ dbm} = P_{t\ dbm} - L_{t\ db}$$

### ETAPA RECEPTORA



$$L_{r\ db} = L_{l.t.\ db} + L_{d.m.\ db}$$

$$P_{r\ dbm} = P_{a.r.\ dbm} - L_{r\ db}$$

DIRECTORIO DE PROFESORES DEL CURSO:  
TELECOMUNICACIONES : VIA MICROONDAS 1982 .

ING. CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA  
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA  
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO  
FACULTAD DE INGENIERIA  
UNAM  
MEXICO,D.F.  
550 52 15 EXT. 4477

ING. LIZBETH ORTEGA LARA  
PROFESORA  
E S I M E  
I P N  
UNIDAD PROFESIONAL DE ZACATENCO  
COL. LINDAVISTA  
MEXICO,D.F.  
586 01 22

1. Francisco Alonso Agustín Méndez  
Secretaría de Gobernación  
R T C TRM  
Subdirección Técnica  
Eugenia 197-5º Piso  
Narvarte  
B. Juárez  
México, D.F.  
590 43 60  
Fray Bartolome de O. Manzana 22 Lote 2  
Col. Vasco de Quiroga  
G. A. Madero  
México, D.F.
2. Venancio G. Calva Olmos  
Centro de Instrumentos  
UNAM  
México, D.F.  
Coyoacán  
04510 México, D.F.  
550 56 96  
Sur 85 # 317  
Balbuena  
V. Carranza  
México, D.F.  
552 58 96
3. Miguel A. Espíndola Valadez  
Dirección de Televisión de la Rép. Mexicana  
Eugenia 197-5º Piso  
Narvarte  
B. Juárez  
México, D.F.  
696 15 34  
Ote. 245 D No. 110  
Agrícola Oriental  
Ixtacalco  
08500 México, D.F.  
763 87 07
4. Alfonso C. Espinosa Maya  
Secretaría de Gobernación  
RTC TRM  
Subdirección Técnica  
Eugenia 197-5º Piso  
Narvarte  
B. Juárez  
México, D.F.  
590 56 07  
Circuito Río Frío 58 A  
Fracc. del Moral  
Ixtapalapa  
México, D.F.  
657 65 62
5. Rosendo Fuentes González  
Centro de Instrumentos  
Circ. Ext.  
UNAM  
Coyoacán  
4510 México, D.F.  
550 56 96  
Constitución No. 2  
Santiago T.  
Xochimilco  
16200 México, D.F.
6. Nicolás Hernández Menchaca  
Secretaría de Gobernación  
R T C TRM  
Subdirección Técnica  
Eugenia 197-5º Piso  
Narvarte  
B. Juárez  
México, D.F.  
590 43 39  
V. Gro. Lote 22 Manzana 80  
Nueva Aragón  
Ecatepec de Morelos  
Estado de México

7. Jesús Hernández Cardoso  
Dirección Gral. de Máq. y Transp orte  
Laurent 840 2º Piso  
Col. del Valle  
B. Juárez  
03310 México, D.F.  
559 17 28
8. Carlos A. Herrado Velázquez  
P E M E X  
Prolongación Ings. Militares No. 75  
Azcapotzalco  
México, D.F.  
527 60 40 Ext.2539
9. Rafael Martín Serrano  
Parque Vía 199 Oficina 101  
San Rafael  
Cuauhtémoc  
México, D.F.  
546 75 37
10. Luis S. Manzano Aguila  
Telé fonos de México  
Sullivan 199-301  
México, D.F.  
535 50 11
11. Gerardo Timoteo Mariano Gómez  
Dirección de Televisión de la Rép. Mex.  
Eugenia 197 5º Piso  
Narvarte  
B. Juárez  
México, D.F.  
696 15 34
12. Jaime Medel Rodríguez  
Secretaría de Gobernación  
Eugenia No. 197-5º Piso  
México, D.F.  
590 43 39
13. Jesús Núñez Valadez  
ENEP ARAGON  
Av. Central y Rancho Seco s/n  
Impulsora  
México, D.F.  
796 0488125
14. Fidel Ojeda Díaz  
TELMEX  
Sullivan 199  
San Rafael  
Cuauhtémoc  
México, D.F.  
535 53 03
- Nte. 9 A No.4612  
Col. Defensores de la República  
G.A.Madero  
07780 México, D.F.  
355 54 45
- Misión de S'to. Domingo 15  
Fracc. Misiones  
Naucalpan  
México, D.F.
- Sur 119 No. 234  
Escuadrón 201  
09060 México, D.F.  
581 23 25
- Sevilla 599  
Portales  
B. Juárez  
México, D.F.  
672 57 94
- Morelos 168  
Col. del Carmen  
Coyoacán  
México, D.F.
- Central de Talabarteros 112  
Emilio Carranza  
V. Carranza  
México, D.F.  
529 36 58
- Granados 144  
Exhipódromo de Peralvillo  
Cuauhtémoc  
México, D.F.  
583 26 40