

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"RED DE COMUNICACION POR MICROONDA DIGITAL GUAYAQUIL-QUITO"

TESIS DE GRADO
Previa a la obtención del Título de:

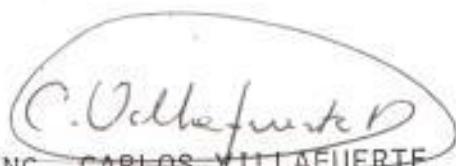
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION ELECTRONICA

Presentada por:

ALDO ROBERTO OTTATI PINO

GUAYAQUIL - ECUADOR

1.987



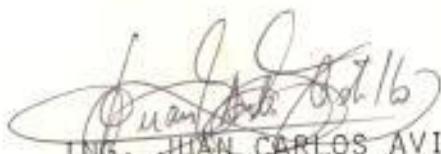
ING. CARLOS VILLAFUERTE
SUB-DECANO
FACULTAD DE INGENIERIA
ELECTRICA



ING. PEDRO CARLO PAREDES
DIRECTOR DE TESIS



ING. CESAR YEPEZ FLORES
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

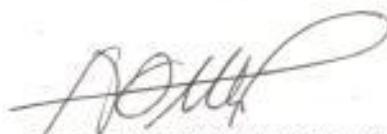


ING. JUAN CARLOS AVILES
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente, y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).



.....
ÁLDO R. OTTATI PINO

R E S U M E N

Dentro del diseño de un sistema de microonda digital existen dos partes importantes que estudiar. La primera que involucra la manera en que se ordena la información dentro del sistema, esto es, como se forma la banda base, los procesos a los cuales está sometida, las fuentes de señal y las técnicas de modulación. Esta se encuentra desarrollada en el Capítulo 1, en el que además se incluye una "confrontación" de sistemas por multicanalización en tiempo y en frecuencia. La segunda que describe el comportamiento de la señal en un radio enlace indicando los fenómenos que ocurren, las pérdidas y desvanecimientos de los cuales es objeto y el modo de cuantificarlos, se revisa en el segundo capítulo. Finalmente, el estudio concreto del sistema Guayaquil-Quito y la comparación de los resultados obtenidos con los requisitos del CCIR corresponden al capítulo 3. Al final se pueden encontrar las conclusiones y recomendaciones derivadas de dichos cálculos.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN	IV
INDICE GENERAL	V
INDICE DE FIGURAS	VIII
INDICE DE TABLAS	XVI
INTRODUCCION	21
I. CAPITULO	23
SISTEMAS DE COMUNICACION DIGITAL	23
1.1 Digitalización de señales analógicas ..	23
1.1.1 Teorema de muestreo.....	24
1.1.2 Cuantización de la señal	31
1.1.3 Compansión de la señal	33
1.1.4 Ruido de cuantización	38
1.2 Comunicación de datos	45
1.2.1 Origen y variedad	46
1.2.2 Codificación de línea	47
1.2.3 Otros aspectos sobre comunicación digital.	65
1.3 Técnicas de modulación digital	73
1.3.1 Significado de la modulación ..	74
1.3.2 Principales técnicas de modula- ción.	76
1.3.3 Consideraciones de eficiencia y ancho de banda.	93
1.4 TDM vs. FDM	96

	Pág.
1.4.1 Multicanalización por división en frecuencia.	97
1.4.2 Multicanalización por división en tiempo.	107
1.4.3 Ventajas y desventajas	128
II. CAPITULO	140
ENLACES DE MICROONDA DIGITAL	140
2.1 Desvanecimiento de la señal	140
2.1.1 Irradiación de la señal	141
2.1.2 El fenómeno de la propagación ..	153
2.1.3 Comportamiento en SHF	160
2.1.4 Pérdidas de espacio libre	190
2.1.5 Pérdidas de línea y otras pérdi- das.	199
2.2 Atenuación e interferencia	225
2.2.1 Atenuación por difracción de onda	226
2.2.2 Atenuación por onda reflejada ..	231
2.2.3 Atenuación por lluvia	259
2.2.4 Desvanecimiento e interferencia .	265
2.3 Tasa de bits erróneos	285
2.3.1 Relación señal a ruido y BER ..	285
2.3.2 Valores comparativos de BER ...	294
III. CAPITULO	306
DISEÑO DEL SISTEMA GUAYAQUIL-QUITO	306
3.1 Necesidad de una ruta alterna	306
3.1.1 Motivos para una nueva red	307
3.1.2 Trazado de la ruta alterna	313
3.2 Estudio de propagación	335
3.2.1 Enlace Guayaquil-Babahoyo	335

	Pág.
3.2.2 Enlace Babahoyo-El Paylón	342
3.2.3 Enlace El Paylón-Quevedo	349
3.2.4 Enlace Quevedo-Patricia Pilar ..	355
3.2.5 Enlace Patricia Pilar-Bombolf .	361
3.2.6 Enlace Bombolf-Atacazo	368
3.2.7 Enlace Atacazo-Quito	376
3.2.8 Análisis de interferencias	387
3.3 Requerimientos técnicos de los equipos.	404
3.3.1 Generalidades	404
3.3.2 Valores utilizados en el diseño.	406
3.4 Confiabilidad del sistema	409
3.4.1 Objetivos de confiabilidad del sistema.	409
3.4.2 Enlace Guayaquil-Babahoyo	418
3.4.3 Enlace Babahoyo-El Paylón	423
3.4.4 Enlace El Paylón-Quevedo	428
3.4.5 Enlace Quevedo-Patricia Pilar .	432
3.4.6 Enlace Patricia Pilar-Bombolf ..	437
3.4.7 Enlace Bombolf-Atacazo	441
3.4.8 Enlace Atacazo-Quito	446
3.4.9 Red Guayaquil-Quito	450
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	456
REFERENCIAS	459
BIBLIOGRAFIA	462

I N T R O D U C C I O N

El desarrollo de los medios de comunicación es un factor fundamental en el progreso de la civilización. Como tantas otras conquistas del hombre, las comunicaciones son causa y efecto del progreso social. Cabe pues afirmar que la historia de la humanidad es la historia de los medios de comunicación. De hecho la capacidad de abstracción no sería nada sin la capacidad de comunicar dichas abstracciones. Desde los inicios del lenguaje las comunicaciones han sufrido grandes cambios para adaptarse a las necesidades de la época. Métodos como el Feidípides, quien recorrió 235 Km, entre Atenas y Esparta, para solicitar la ayuda de los espartanos contra la invasión persa, fueron poco a poco substituídos por sistemas postales, semáforos, telégrafo y teléfono de línea física hasta llegar a las comunicaciones inalámbricas; y aun éstas han evolucionado significativamente en las últimas décadas. Es más, el adelanto ya no es solamente en lo que respecta al medio de comunicación sino al modo de recopilar la información para que ésta sea recibida en forma óptima. El desarrollo tecnológico actual impone en el mundo los sistemas de comunicación digital utilizando diver-

Los medios de transmisión de los cuales uno es el aire, o sea, enlaces de radio.

El presente trabajo se centra justamente en este último método, y su aplicación a la resolución de un problema práctico. En la actualidad los sistemas digitales se utilizan cada vez más en comunicaciones. Razones como necesidad de transmitir señales de origen digital, ventajas económicas, versatilidad, facilidad de programación, etc., hacen vertiginoso su avance. Nuestro país, integrado a esta evolución, requiere de nuevas redes de comunicación que utilicen las técnicas más modernas. Es así que se plantea la posibilidad de enlazar las dos centrales telefónicas de tránsito nacional, ubicadas en Quito y Guayaquil, mediante un sistema de microonda digital, cuyos puntos de repetición se encuentren en la región litoral. Los objetivos planteados son determinar la ruta, el número de enlaces y su confiabilidad; establecer las especificaciones técnicas de los equipos de transmisión, recepción y antenas, así como las capacidades de los mismos. El tratamiento de los temas se presenta de una manera ordenada con la finalidad de que queden claros los conceptos teóricos que han de soportar los cálculos finales y cualesquiera otros en circunstancias similares.

CAPITULO I

SISTEMAS DE COMUNICACION DIGITAL

Desde unos pocos años atrás hasta la fecha, la tecnología digital ha invadido al mundo, brindándole beneficios antes inaccesibles. Los sistemas de control digital, las computadoras y los robots son muestra fehaciente de ello. El área de las comunicaciones también ha abierto las puertas a la mencionada corriente, siendo una de las que mayores ventajas ha obtenido. Este capítulo esboza algunas de las principales características de aquellos modernos sistemas que llamamos de comunicación digital.

1.1 DIGITALIZACION DE SEÑALES ANALOGICAS.-

Aunque inmersos en la época de la "revolución digital, hoy en día solemos aceptar (algunos tienen otro criterio) que el medio que nos rodea es un mundo analógico. Es decir, que las manifestaciones y fenómenos ocurren en la naturaleza, de forma continua, y en un rango infinito de valores posibles.

Bajo la premisa anteriormente descrita consideramos a las señales de voz como señales analógicas. Mencionamos a las señales de voz puesto que, a pesar de no ser el único medio de comunicación entre los seres humanos, se encuentra definitivamente en el primer lugar de importancia. Es más, el presente trabajo está destinado casi exclusivamente a este tipo de comunicación.

De cualquier manera, señal de voz u otra, va a necesitar algunos cambios antes de que pueda formar parte de nuestro sistema de comunicación digital. Dichos cambios serán estudiados ahora.

1.1.1 Teorema de muestreo.-

El primer paso para convertir una señal analógica en digital es interrumpir su continuidad en el tiempo tomando muestras de la señal. Por supuesto que el objetivo es que la señal de muestras represente de la mejor manera posible a la señal original y que ésta sea recuperable.

Favorablemente todo esto es posible si escogemos la frecuencia de muestreo adecuada y

conocemos con certeza el cambio que está sufriendo la señal, para entonces recuperar la sin perder información ni captar interferencia.

TEOREMA :

Si una señal $x(t)$ no posee componentes de frecuencia mayores que $f = W$ Hz, entonces queda completamente descrita por muestras instantáneas de ella, uniformemente espaciadas en tiempo con un período $T_s < 1/2W$. La señal puede ser reconstruida con exactitud haciéndola pasar por un filtro pasa bajo con ancho de banda B , donde $W < B < f_s - W$, tal que $f_s = 1/T_s$. La frecuencia $2W$ es conocida como la frecuencia de Nyquist.

Para probar el teorema será necesario definir una función que contenga a las muestras instantáneas y aplicarle las condiciones para revisar que su contenido espectral sea equivalente al de nuestra función analógica original.

Sea $x(t)$ nuestra función analógica cuyo par transformado se forma con la función $X(f)$, tendremos que la función de muestras instantáneas de $x(t)$ será:

$$x_{\delta}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (1.1)$$

La pregunta a contestar es, ¿Cuál es $X_{\delta}(f)$?

Como la función impulso es cero en todas partes menos en el origen, podemos escribir:

$$x_{\delta}(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (1.2)$$

Así que:

$$F [x_{\delta}(t)] = F \left[x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \right]$$

introduciendo la transformada en la multiplicación...

$$X_{\delta}(f) = F [x(t)] * F \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \right] \quad (1.3)$$

Por definición

$$F [x(t)] = X(f)$$

Debemos hallar

$$F \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \right]$$

Notamos primero que

$y_s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_s)$ es una función periódica y por tanto puede ser expresada como una serie de Fourier.

$$y_s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_n e^{jn\omega_s t} \quad (1.4)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} = 2\pi f_s$$

donde:

$$Y_n = \frac{1}{T_s} \int \delta(t) e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1}{T_s} = f_s$$

$$y_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_s e^{jn\omega_s t} = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t} \quad (1.5)$$

Aplicando la transformada de Fourier

$$F[y_S(t)] = F\left[f_S \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t}\right]$$

$$Y_S(f) = f_S \sum_{n=-\infty}^{\infty} F\left[1 \cdot e^{jn\omega_s t}\right]$$

recordando la traslación en frecuencia

$$Y_S(f) = f_S \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_S) \quad (1.6)$$

volviendo a la convolución planteada (1.3)

$$X_{\delta}(f) = X(f) * f_S \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_S)$$

intercambiando suma y convolución

$$X_{\delta}(f) = f_S \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f) * \delta(f - nf_S) \quad (1.7)$$

La convolución:

$$X(f) * \delta(f - nf_S) = \int_{-\infty}^{\infty} X(u) \delta(f - -nf_S) du$$

$$f - u - nf_s = 0 \quad u = f - nf_s$$

$$X(f) * \delta(f - nf_s) = X(f - nf_s) \quad (1.8)$$

resulta que:

$$X_\delta(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_s) \quad (1.9)$$

Este resultado nos indica que el contenido espectral de la señal de muestras instantáneas es una repetición periódica de aquel que corresponde a la señal analógica original, espaciado en frecuencia por un valor f_s . De ahí que para evitar traslapación de los términos de la serie será necesario escoger una frecuencia de muestreo $f_s > 2W$.

Como vemos, el término correspondiente a $n=0$ puede ser fácilmente separado utilizando un filtro pasa bajo ideal, con función de transferencia $H(f)$.

$$H(f) = H_0 \Pi\left(\frac{f}{2B}\right) e^{-j2\pi f t_0} \quad (1.10)$$

$$W \leq B \leq f_s - W$$

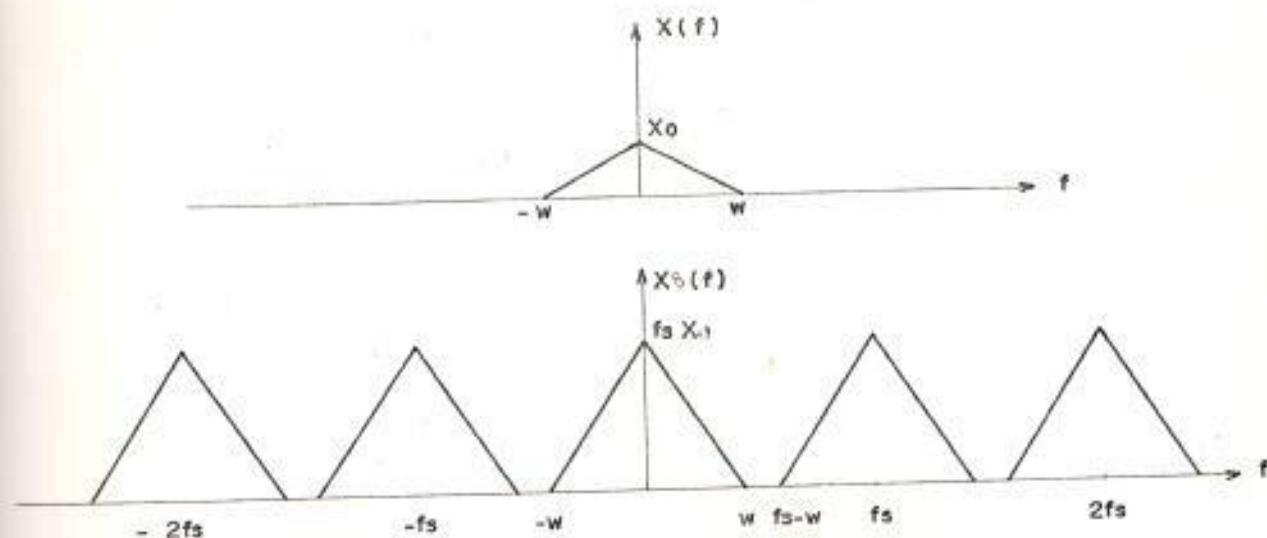


FIGURA 1.1.- CONTENIDOS ESPECTRALES DE LA SEÑAL ORIGINAL Y LA SEÑAL DE MUESTRAS,

Multiplicando por la función de transferencia

$$Y(f) = X_s(f) H(f)$$

$$Y(f) = f_s H_0 f(f) e^{-j2\pi f t_0}$$

retornando al dominio del tiempo

$$y(t) = f_s H_0 x(t - t_0) \quad (1.11)$$

Así la información original proveniente de una señal continua puede ser transportada en

forma de "muestras instantáneas" y recuperar se completamente, ya sea una señal pasa bajo o pasa banda; aunque para estas últimas existe una variante en el teorema. Cabe anotar que la señal de voz es pasa bajo, por lo tanto, no es nuestro interés demostrar el teorema que a continuación se enuncia.

TEOREMA :

Si una señal posee un espectro de ancho de banda W H_z y una frecuencia máxima f_u , entonces una frecuencia f_s a la que puede ser muestreada dicha señal es $2f_u/m$, donde m es el mayor entero que no supere f_u/w . No todas las frecuencias mayores que f_s pueden ser utilizadas a menos que superen $2f_u$.

1.1.2 Cuantización de la señal.-

Una vez convertida la señal continua en señal de muestras instantáneas, el siguiente paso en la digitalización de la señal es

el de establecer un número discreto de valores que pueda tener ésta. Esto es lo que conoceremos como cuantizar.

La cuantización se utiliza en todas las técnicas de modulación digital. Puede decirse que es lo que las convierte definitivamente en técnicas digitales. Por ejemplo, con el solo hecho de muestrear la señal llegamos a la modulación PAM, modulación por amplitud de pulso, que consideramos aún dentro de las técnicas analógicas.

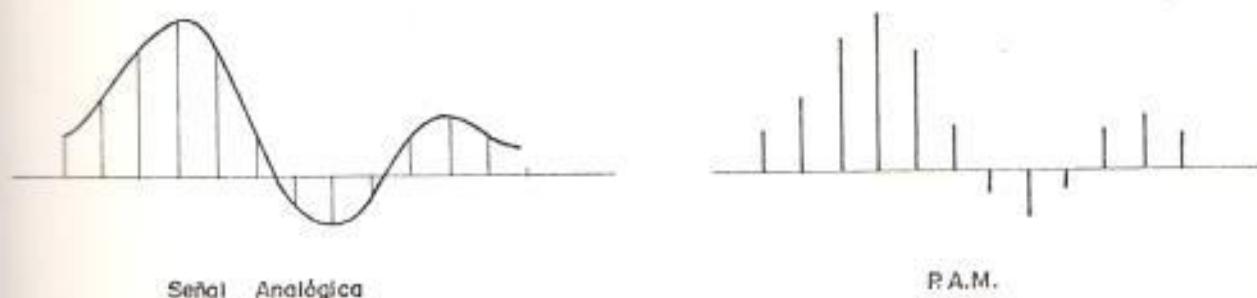


FIGURA 1.2.- FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE MUESTRAS

Para cuantizar una señal PAM sólo se requiere de pasarla por un convertidor analógico digital, así los pulsos que antes tenían infinitas posibilidades de valores en

su amplitud, quedarán agrupados en un conjunto finito de rangos. Claro está que mientras más rangos de valores se den, mayor será la aproximación a la señal original y por tanto, menor el error de cuantización. Sin embargo, para poder definir muchos rangos de valores serán necesarias más variables para codificación de los mismos, lo cual implicará más adelante un aumento en la velocidad de transmisión y consecuentemente mayor ancho de banda.

Como un compromiso entre buena aproximación a la señal original, y eficiente uso del espectro, se ha establecido como norma general que las muestras tengan 256 rangos de cuantización. Esto es, que la palabra de muestra será de 8 bits o 1 byte.

1.1.3 Compansión de la señal.-

Evidentemente los rangos de cuantización uniformemente espaciados descritos anteriormente, dan lugar a una correspondencia lineal entre la señal de pulsos instantáneos y aquella descrita por los pulsos codificados

a la salida del convertidor A/D, más menos un error propio de la digitalización. A condición de esto se muestra lógico que el rango de valores que el A/D sea capaz de aceptar a su entrada tenga un equivalente valor a su salida, y crecerá tanto como los máximos de la señal a transmitirse lo requieran.

Cuando el comportamiento de la señal a transmitirse es tal que la probabilidad de que una muestra $m(t)$ tenga cualquier valor entre $-A$ y $+A$, una cuantificación uniforme es lo más recomendable. Sin embargo, la señal de voz no posee dicha característica. Por el contrario, la mayor parte de la información se encuentra en un rango de valores cercano al nivel cero, comparados con los $-A$ y $+A$ de los picos. Es decir, que la señal de voz posee un amplio rango dinámico, pero las grandes variaciones ocurren muy raras ocasiones.

Siendo así, los objetivos planteados serán: extraer la mayor cantidad de información posible de las variaciones pequeñas y es

establecer una limitación adecuada a los cambios de gran amplitud.

Para resolver lo primero, será necesario que los niveles de cuantización sean más numerosos en las cercanías del cero. Así con rangos de menor amplitud estamos discriminando de mejor forma aquella porción de señal que genera la mayor parte de la información y consecuentemente disminuyendo el error.

La segunda parte de los objetivos se soluciona estableciendo una curva de saturación proporcional a la amplitud de la muestra $m(t)$. Claro está que se requerirán una serie de pruebas de laboratorio para determinar cual puede ser una saturación correcta para la señal de voz.

Para llevar a la práctica la combinación de estas soluciones se utilizó inicialmente, unos compresores analógicos que colocados antes de convertidor PCM (A/D) producían el efecto buscado. Obviamente en la recuperación de la señal se usó a los llamados expansores cuya función de transferencia era

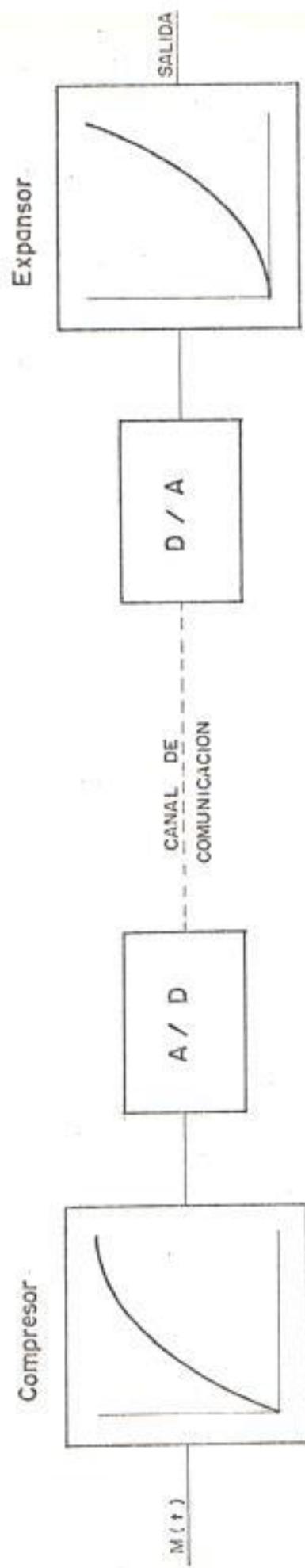


FIGURA 1.3.- DIAGRAMA DE BLOQUES DE UNA COMUNICACION DIGITAL

la inversa del correspondiente compresor. A la acción combinada de compresor-expansor se denominó expansión de señal.

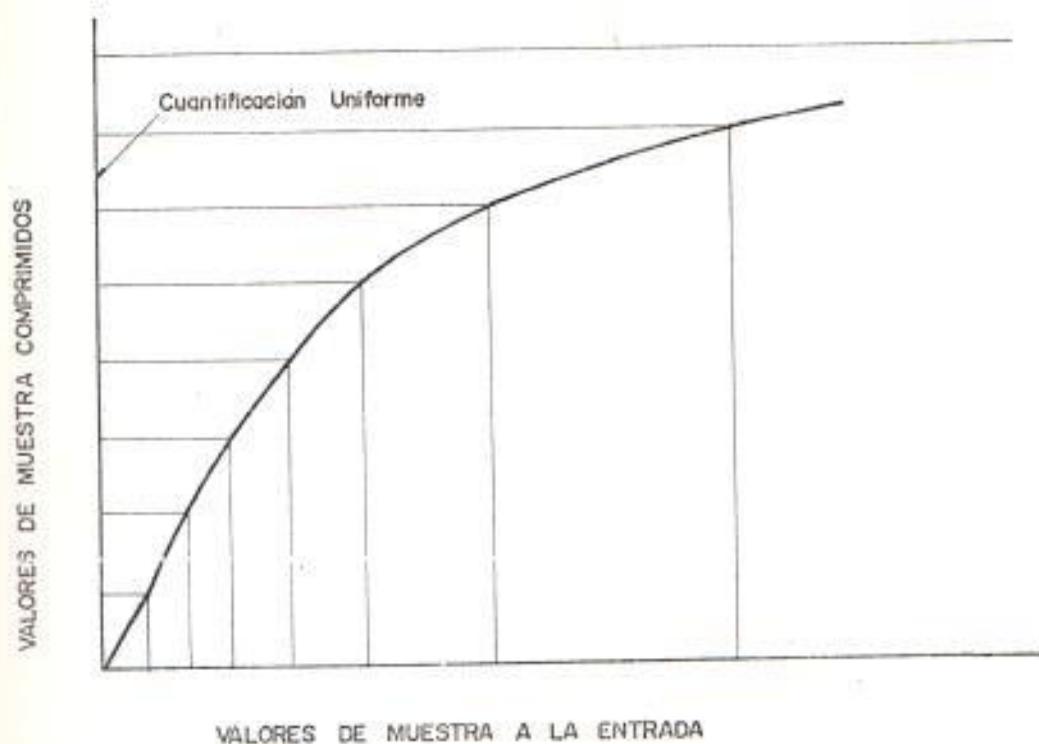


FIGURA 1.4.- CURVA DE COMPRESION TIPICA

Una familia característica de curvas de compresión usadas en Japón y Norteamérica es la que obedece a la ley μ , definida como:

$$F_{\mu}(x) = \text{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

donde x es la señal normalizada a la entrada del compresor. Una de las curvas más usadas es la correspondiente a $\mu=100$. Más adelante se han utilizado aproximaciones a las curvas que permiten hacer simultáneamente la compresión y conversión de la señal.

1.1.4 Ruido de cuantización.-

Como habíamos indicado, en la conversión de la señal continua en digital introduce en la etapa de cuantización, un cierto error denominado ruido de cuantización. Este ruido de cuantización está en relación directa con la curva del cuantizador y con la naturaleza de la señal, lo que podemos ver en la Figura 1.5.

La potencia de ruido está dada por la varianza del error, es decir.

$$E\{e^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(m) e^2(m) dm \quad (1.12)$$

El error está dado por la diferencia entre

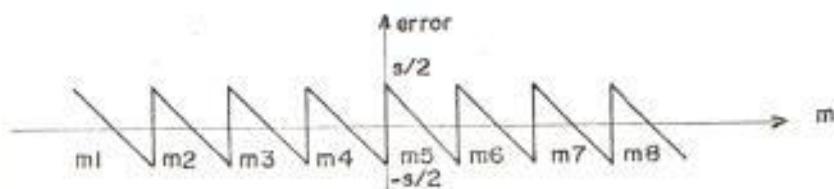
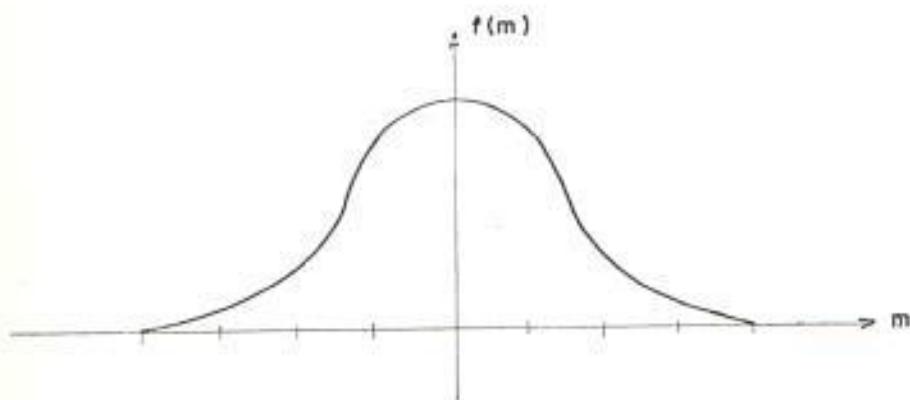
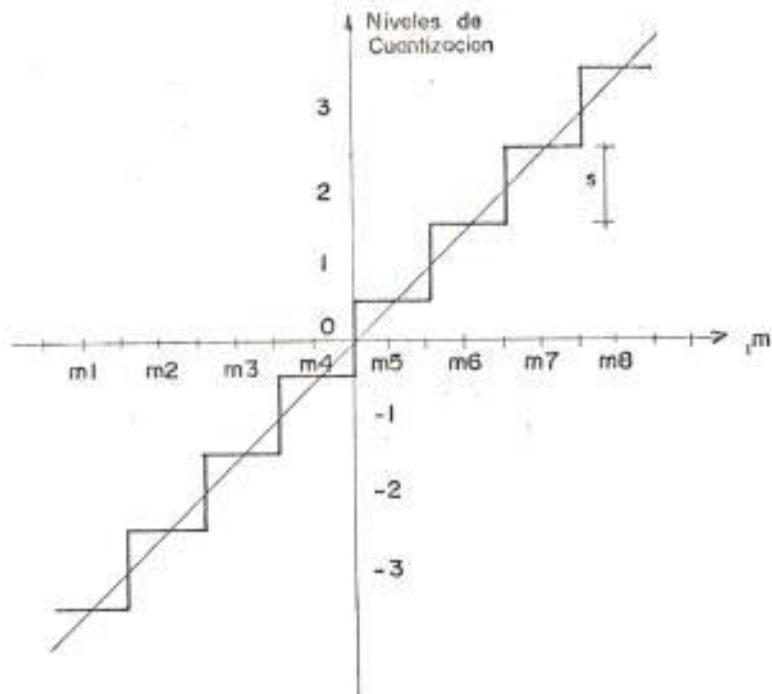


FIGURA 1.5.- ERROR DE CUANTIZACION PARA UNA MUESTRA DE DISTRIBUCION GAUSSIANA SOBRE OCHO NIVELES.

de la muestra y el aquel que asume el cuantizador.

$$e(m) = m - m_i$$

En tanto que $f(m)$ es la probabilidad de que la muestra tenga tal o cual valor.

$$\begin{aligned}
 E\{e^2\} = & \int_{m_1 - \frac{S}{2}}^{m_1 + \frac{S}{2}} f(m) [m - m_1]^2 dm + \int_{m_2 - \frac{S}{2}}^{m_2 + \frac{S}{2}} f(m) [m - m_2]^2 dm + \dots \\
 & \dots + \int_{m_n - \frac{S}{2}}^{m_n + \frac{S}{2}} f(m) [m - m_n]^2 dm \quad (1.13)
 \end{aligned}$$

Haciendo un cambio de variable:

$$x_i = m - m_i \quad m = x_i + m_i$$

$$dx_i = dm - dm_i = dm$$

entonces:

$$E\{e^2\} = \sum_{i=1}^n \int_{-\frac{S}{2}}^{\frac{S}{2}} f(x_i + m_i) x_i^2 dx_i \quad (1.14)$$

Si hemos tomado suficientes niveles de cuantización, podemos considerar a la función f constante en el intervalo i con valor $f(m_i)$ así:

$$E\{e^2\} = \sum_{i=1}^n f(m_i) \left[\int_{-\frac{S}{2}}^{\frac{S}{2}} x_i^2 dx_i \right] \quad (1.15)$$

$$E\{e^2\} = \sum_{i=1}^n f(m_i) \left(\frac{x_i^3}{3} \right) \Bigg|_{-\frac{S}{2}}^{\frac{S}{2}}$$

$$E\{e^2\} = \left(\frac{S^3}{12} \right) \sum_{i=1}^n f(m_i)$$

$$E\{e^2\} = \left(\frac{S^2}{12} \right) \sum_{i=1}^n sf(m_i)$$

$$E\{e^2\} = \frac{S^2}{12} \quad (1.16)$$

Considerando amplitud normalizada y utilizando la característica del cuantizador:

$$S = \frac{2}{n}$$

$$E(e^2) = \frac{S^2}{12} = \frac{1}{3n^2} \quad (1.17)$$

La relación señal a ruido de cuantización será:

$$s/n = \frac{E(m^2)}{E(e^2)} = \frac{12\sigma^2}{S^2} = 3n^2 \sigma^2 \quad (1.18)$$

En vista de que el ruido de cuantización es fijo para el caso de los niveles uniformemente espaciados, la relación señal a ruido es proporcional a σ^2 . Por lo tanto, a medida que el locutor reduce la intensidad de la voz, la s/n disminuye y el ruido se hace más notorio.

Para analizar el efecto de la compresión de la señal en el ruido de cuantización se enfocará el análisis en la porción positiva, puesto que la curva es simétrica. Imagine mos el caso anterior pero adicionándole un compresor, y consideremos el caso particular del espaciamiento Δ_j .

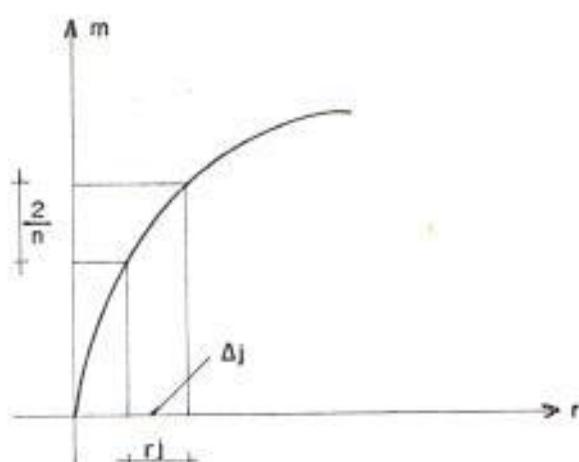


FIGURA 1.6 CURVA DE COMPRESION

Para un n grande ($\frac{2}{n} \ll 1$)

$$\frac{dm}{dr} = \frac{\frac{2}{n}}{\Delta_j}$$

$$\Delta_j = \frac{\frac{2}{n}}{\frac{dm}{dr}} \Big|_{r_j} \quad (1.19)$$

Todos los valores de señal comprendidos en Δ_j corresponderán luego de la compresión a un nivel de cuantización i , por tanto.

$$E\{e_i^2\} = \int_{r_j - \frac{\Delta j}{2}}^{r_j + \frac{\Delta j}{2}} (r - r_j)^2 f(r) dr \quad (1.20)$$

Bajo el supuesto de que $\frac{\Delta j}{n} \ll 1$, entonces resulta razonable que todos los valores dentro de Δj tengan una probabilidad aproximadamente igual a $f(r_j)$.

$$E\{e_i^2\} = f(r_j) \int_{r_j - \frac{\Delta j}{2}}^{r_j + \frac{\Delta j}{2}} (r - r_j)^2 dr$$

$$E\{e_i^2\} = f(r_j) \frac{\Delta^3 j}{12} \quad (1.21)$$

Reemplazando Δj (1.19):

$$E\{e_i^2\} = \frac{1}{3n^2} \frac{f(r)}{m(r)^2} \int_j \Delta j \quad (1.22)$$

El ruido de cuantización cuadrático medio será:

$$E\{e^2\} = 2 \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} E\{e_i\} = \frac{2}{3n^2} \sum_{j=1}^{\frac{n}{2}} \left. \frac{f(r)}{[m'(r)]^2} \right|_j^{\Delta j} \quad (1.23)$$

Para n suficientemente grande aproximamos la suma a la integral, quedando:

$$E\{e^2\} = \frac{2}{3n^2} \int_0^1 \frac{f(r)}{[m'(r)]^2} dr = \frac{1}{3n^2} \int_1^1 \frac{f(r)}{[m'(r)]^2} dr \quad (1.24)$$

Nótese a modo de comprobación que si no hay compresión, y $m = r$, $m'(r) = 1$ y $E\{e^2\} = \frac{1}{3n^2}$ igual al anterior. Además escogiendo adecuadamente $m(r)$ podemos lograr una relación $\frac{s}{n}$ independiente de σ^2 .

1.2 COMUNICACION DE DATOS.-

La otra fuente de información dentro de un sistema de comunicación digital, es aquel grupo de señales digitales desde su origen. Estas señales no requerirán ninguna transformación para ingresar al sistema, pero por su naturaleza será necesario tomar otro tipo de precauciones.

1.2.1 Origen y variedad.-

Podemos decir en general que las señales de información digital desde su origen, son generadas mecánicamente. Es decir, aunque con intervención humana, lo que interesa comunicar en este caso es a un cierto grupo de máquinas. Dentro de la gran cadena de comunicación, la parte correspondiente al eslabón hombre-máquina no será abordada.

Por ejemplo, un corresponsal de prensa redacta su informe diario y lo ingresa a un sistema de télex, la máquina almacena la información en forma de datos digitales -ceros y unos-, y es esta señal la que se transmitirá para que en otra parte del globo otra máquina similar reciba el mensaje, lo imprima y algún redactor de noticias difunda la novedad en el medio.

Una comunicación entre máquinas es sin duda cada vez más necesaria. Mientras más utilizemos las computadoras para que hagan el trabajo por nosotros, mayores serán sus necesidades de comunicarse. Desde una consul-

ta de existencia de repuestos entre sucursales en ciudades distintas, hasta una red nacional de computadoras bancarias o un chequeo de reservaciones para pasajes aéreos. La diversidad de aplicaciones sólo dependerá ahora del ingenio del usuario. Nada de esto nos puede sorprender, si hoy en día, se ha logrado incluso la comunicación entre computadoras en tierra y una abandonando el sistema solar.

1.2.2 Codificación de línea.-

Conceptualmente la manera más sencilla de codificar una señal con dos únicas posibilidades, 1 lógico y 0 lógico, es la de establecer dos correspondientes niveles de voltaje, tal como sucede en un circuito lógico. Asignaremos un nivel de 0.v para el cero lógico y 5v. para el uno. Esta primera codificación la llamaremos unipolar o desbalanceada puesto que la polaridad de los pulsos es siempre la misma, lo cual crea un nivel D.C. que puede ser positivo o negativo según se escoja.

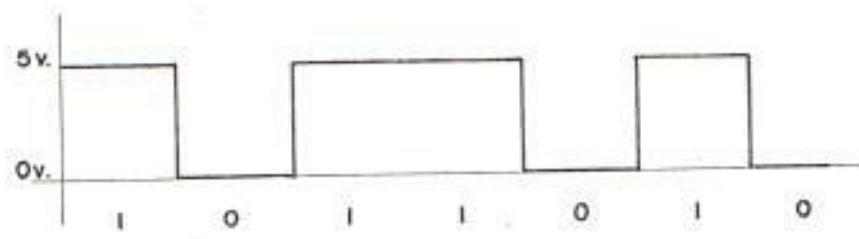


FIGURA 1.7.- CODIFICACION UNIPOLAR

Sin embargo, en una transmisión, es más eficiente en términos de potencia, codificar los datos binarios con niveles equivalentes y simétricamente balanceados alrededor del cero. Por ejemplo, designamos uno de los niveles con +2.5 volt. y el otro con -2.5v. A este tipo de codificación se la conoce como polar, balanceada o de "no retorno a cero" NRZ en vista que se estaciona en 0.v. para ningún caso.

La codificación NRZ presenta las ventajas anotadas, pero en cambio que ocurre con una prolongada cadena de unos o de ceros. La duración de un mismo nivel durante un tiempo largo comparado con la duración de cada pulso

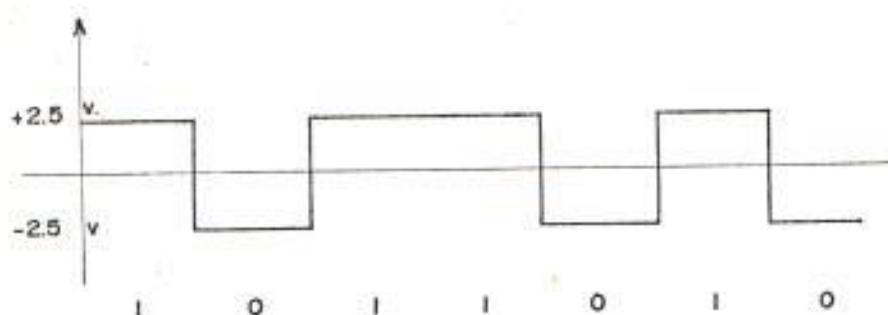


FIGURA 1.8.- CODIFICACION POLAR (NRZ)

significa la ausencia de información sobre la temporización en el mensaje. Esto puede ser un grave inconveniente para comunicación sincrónica. Además, la mayoría de los circuitos usados en redes de comunicaciones atenuan las señales D.C. y por tanto habrá una disminución del nivel para los elementos finales de la cadena. Los transformadores de acoplamiento y los capacitores que eliminan lazos de tierra producirán en cadenas de repetición prolongadas, el siguiente efecto:

Con la finalidad de mantener un D.C. de cero voltios con los beneficios en eficiencia de potencia que ello implica pero tratando de minimizar los problemas citados; se desa-

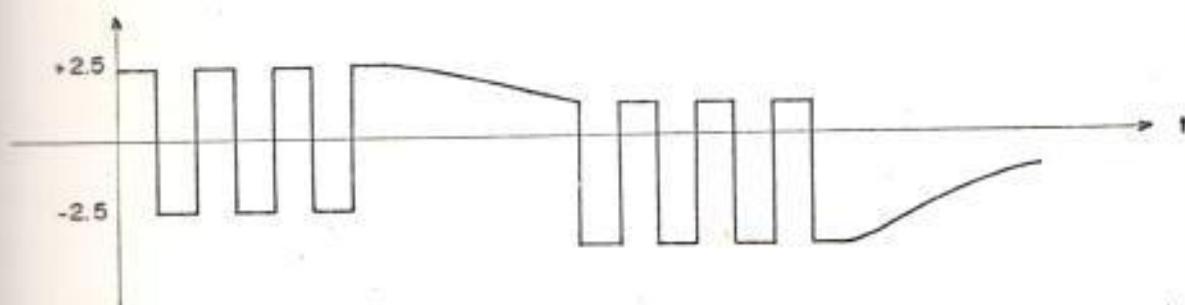


FIGURA 1.9.- EFECTO DE UNOS Y CEROS SEGUIDOS

rolla la codificación denominada bipolar. Para lograr su objetivo la codificación bipolar asigna un valor de 0.volt. al lógico cero y el uno lógico alterna los valores positivo y negativo de los pulsos.

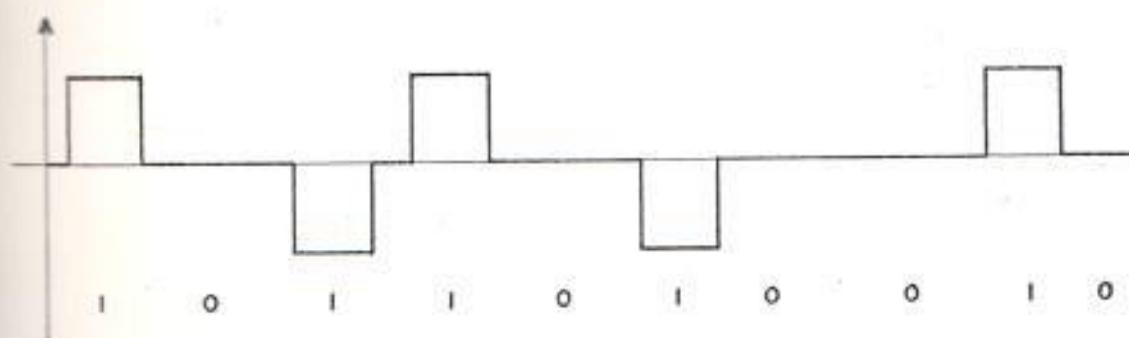


FIGURA 1.10.- CODIFICACION BIPOLAR

De esta forma para una cadena de unos existirá de todas maneras variaciones con su respectiva información de tiempo y asegurándose un promedio de 0.volt. Además existe un beneficio adicional porque el espectro de la señal queda reducido al eliminarse la componente de frecuencia cero. Si llamamos p a la probabilidad de existencia de "unos" en un cierto mensaje la concentración de energía por frecuencias para diferentes valores de p sería:

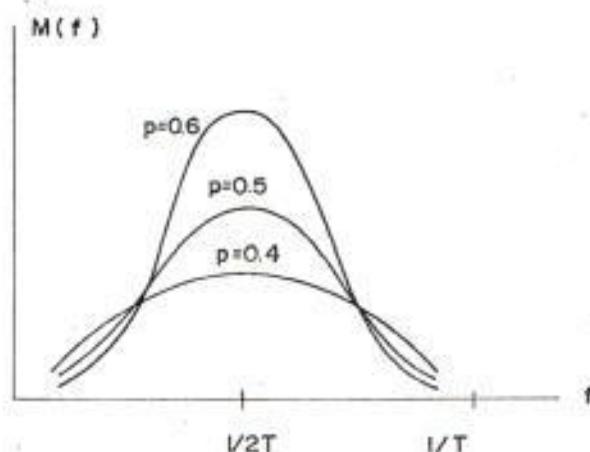


FIGURA 1.11.- DENSIDAD ESPECTRAL DE $M(T)$ CON CODIFICACION BIPOLAR[1]

Aún con todas las mejoras analizadas, toda

vía existe el problema de que se presente una larga cadena de ceros que dejaría estacionada a la señal en 0.volts. Cualquier sistema que use esta codificación admitirá un número máximo de ceros seguidos antes de perder sincronismo. Dichos límites fluctúan alrededor de 15 para sistemas que usan palabras de 8 bits.

Dada la condición de alternabilidad de los pulsos positivos y negativos que significan valores correspondientes de unos lógicos, una situación distinta puede considerarse como una violación o error. Esta característica nos va a permitir obviar el problema de las cadenas de ceros, codificando ciertas posibilidades de violaciones para substituir una repetición de ceros. El resultado es beneficioso por dos motivos: Primero porque elimina posibilidad de perder sincronismo durante la comunicación del mensaje; y segundo, porque aumenta la probabilidad de unos, concentrando la densidad espectral del mensaje.

El precio que debemos pagar por lo que obtenemos es que al utilizar códigos de situacio

nes que sólo podrían suceder por error, de llegar a ocurrir inintencionalmente, no serían advertidas como tales. De todas maneras, como las violaciones bipolares no suelen ser parte de los datos, son fácilmente reconocibles y son insertadas en ocasiones para significar situaciones especiales, condiciones de alarma, marcas de la multicanalización, etc.

Las substituciones binarias de N ceros (BNZS) que hacen uso de violaciones binarias pueden ser de diferentes tipo. Las hay de aquellas que substituyan 3 ó 6 ceros, y para cada una de ellas existe una tabla de substituciones dependiendo de la historia previa del mensaje.

TABLA I
REGLAS DE SUBSTITUCION B3ZS[1]

POLARIDAD DEL ULTIMO PULSO	NUMERO DE PULSOS BIPOLARES (UNOS) DESDE LA ULTIMA SUBSTITUCION.	
	IMPAR	PAR
-	00-	+0+
+	00+	-0-

Las substituciones B3ZS establecen que al reemplazar la serie de tres ceros, el último bit es reconocido como una violación para su corrección. Las reglas de substitución están hechas de tal manera, que para largas cadenas de ceros las polaridades de los pulsos se alternan continuamente. Nótese además que los ceros no desaparecen en su totalidad.

Otra forma común de substitución binaria es la B6ZS, que posee reglas más sencillas pero acepta hasta cinco ceros sin alterar el mensaje. Tanto las substituciones B3ZS como B6ZS son utilizadas por el sistema Bell.

TABLA II
REGLAS DE SUBSTITUCION B6ZS[1]

POLARIDAD DEL ULTIMO PULSO	SUBSTITUCION
-	0-+0+-
+	0+-0-+

Sin embargo el CCITT recomienda otra forma de BNZS la cual es conocida como codificación bipolar de alta densidad (HDB). De éstas la

versión más común es la HDB3. Es básicamente la misma substitución que B3ZS pero para cuatro ceros seguidos.

TABLA III
REGLAS DE SUBSTITUCION DE HDB3[1]

POLARIDAD DEL PULSO PRECEDENTE	NUMERO DE PULSOS BIPOLARES (UNOS) DESDE LA ULTIMA SUBSTITUCION.	
	IMPAR	PAR
-	000-	+00+
+	000+	-00-

Dentro de lo que podríamos llamar codificación de línea bipolar encontramos dos nuevas maneras de representar las secuencias de valores lógicos. La idea se cifra en representar a las palabras de origen binario en forma ternaria (0, -, +). Para cada una de ellas existe una tabla que hace de equivalencia entre la palabra original binaria y su codificación con tres "dígitos".

La Tabla IV muestra uno de los tipos más usados dentro de los Pares Ternario Seleccionados (PST). Como en los casos anteriores la

TABLA IV
 REGLAS DE SUBSTITUCION DE PST[1]

ENTRADA BINARIA	MODO +	MODO -
00	-+	-+
01	0+	0-
10	0+	-0
11	+ -	+ -

codificación PST elimina la proliferación de ceros y logran un DC de 0.volt; para lo cual, el modo pasa de + a - cada vez que se transmite un solo pulso. La Figura 1.12 nos permite comparar la densidad de energía distribuida en el espectro entre varias codificaciones de línea.

Como se muestra en la Figura 1.12 la codificación bipolar y sus derivaciones conservan el mismo ancho de banda. Nótese que PST tiene una mayor utilización de energía debida a la mayor cantidad de pulsos transmitidos. Este último resulta perjudicial porque puede causar interferencia cruzada en cables multipares.

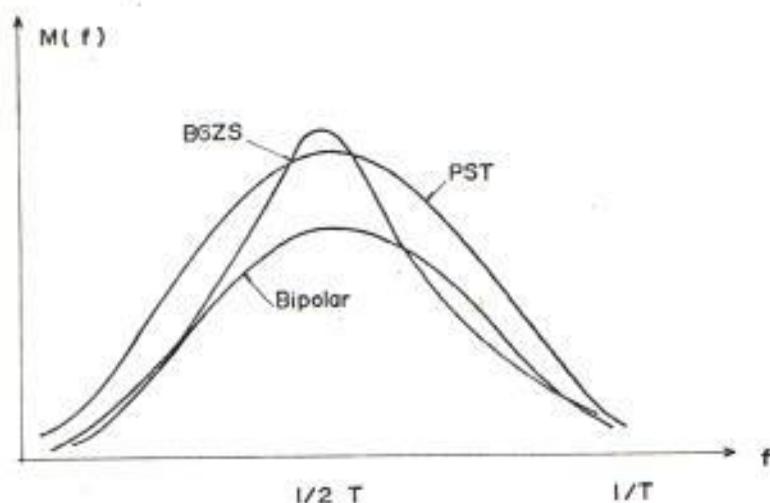


FIGURA 1.12.- DENSIDADES ESPECTRALES PARA IGUALES PROBABILIDADES DE UNOS Y CEROS[1]

La representación de cuatro bits como terna ternaria (4B3T) aprovecha 26 de las 27 posibilidades, de tal manera que el 000 nunca se dé. Fijémonos que los códigos de la columna central tienen un balanceo en el DC, mientras que las columnas - y + poseen una resultante de voltaje continuo. Así mientras la componente de DC esté positiva se usarán las ternas - y viceversa.

Apartándonos de la codificación bipolar encontramos otras maneras de convertir los

TABLA V
 REGLAS DE CODIFICACION PARA 4B3T[1]

PALABRA BINARIA	PALABRA TERNARIA (Disparidad Acumulada)		
	-	0	+
0000	---		+++
0001	--0		++0
0010	-0-		+0+
0011	0--		0++
0100	--+		+-
0101	-+-		+ - +
0110	+--		-++
0111	-00		+00
1000	0-0		0+0
1001	00-		00+
1010		0+-	
1011		0-+	
1100		+0-	
1101		-0+	
1110		+ - 0	
1111		-+0	

valores lógicos a valores de voltaje como por ejemplo, la codificación Bifásica. Esta, que podríamos agrupar como una técnica de no retor

no a cero (NRZ), simboliza los valores lógicos con pulsos dobles de 180° de desfase.

Debido a que existe una transición en el centro de cada intervalo (1 ó 0), podemos garantizar una considerable y regular presencia de información de tiempos. Además representados de la forma descrita cada cero o uno contiene igual porción de voltaje negativo y positivo, lo que asegura la inexistencia de un DC residual.

Sin embargo, si nos fijamos en la distribución de potencia de la señal, encontramos el primer cero en $2/T$, lo cual resulta lógico si observamos que se trata de una modulación digital de una onda cuadrada de período T . En resumen, se obtienen los beneficios antes citados a cambio de una señal con componentes de frecuencias más altos.

La codificación de línea bifásica es utilizada sobre todo en redes de área local en las que es más importante el costo de los terminales que la utilización del espectro de frecuencias.

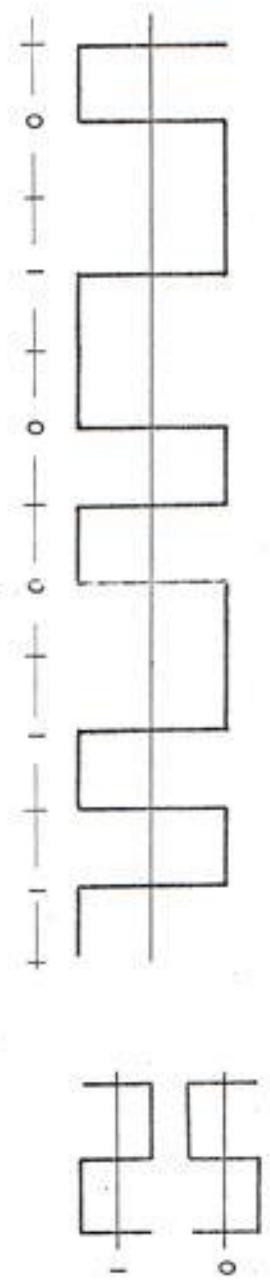


FIGURA 1.13.- CODIFICACION BIFASICA O MANCHESTER

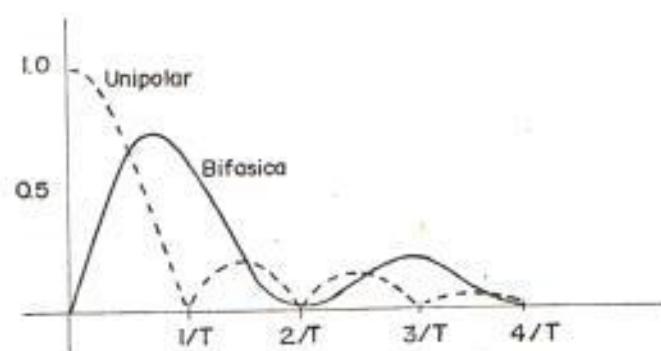
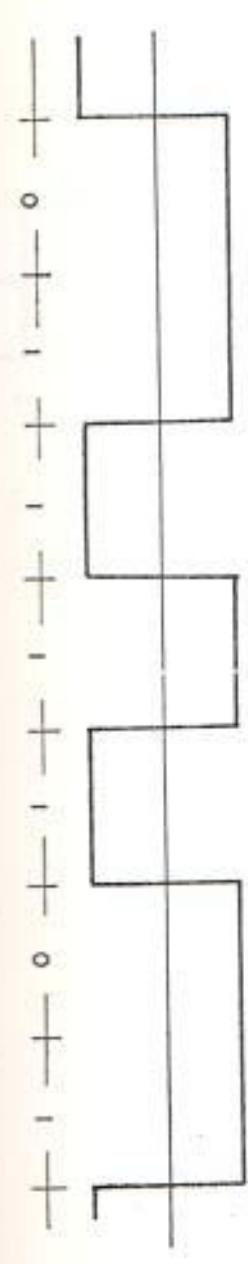


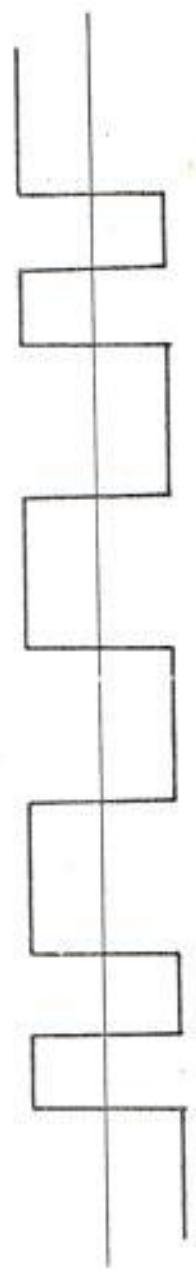
FIGURA 1.14.- DENSIDAD ESPECTRAL DE LAS CODIFICACIONES BIFASICA Y UNIPOLAR [1]

Como otra idea para la comunicación de datos aparece la codificación diferencial. Esta determina que debe identificarse con un lógico 1 a cada cambio de valor lógico en el mensaje y con lógico cero si el valor se mantiene. Es decir 1 equivalente a transición y 0 a mantenimiento de la señal. Por supuesto en el receptor esta norma será leída al revés. La codificación de diferencial puede lograrse usando para el nuevo "mensaje" la técnica de NRZ o la bifásica por ejemplo.

Una variedad de la codificación bifásica reco



a)



b)

FIGURA 1.15.- CODIFICACION DIFERENCIAL EN NRZ (A) Y BIFASE (B)

mendada por el CCITT es el CMI ó Código de Inversión de Marcas. En este código los unos se alternan entre + y - y el cero tiene una representación similar a la usada en bifase.

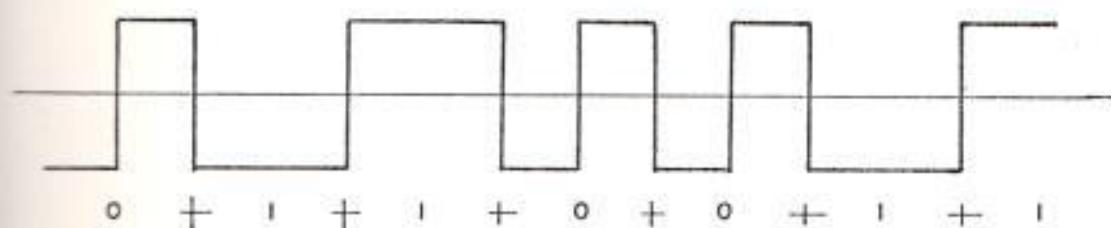


FIGURA 1.16.- CODIFICACION POR INVERSION DE MARCAS

Finalmente, citaremos la codificación de multinivel, la cual consiste en utilizar pulsos que representan códigos y cuyos posibles valores son más de dos. Es decir, se agrupa los "dígitos" de una cadena en bloques de m bits, así, el número de niveles necesarios para expresar todas las permutaciones de unos y ceros lógicos, será igual a $2^m = n$. Decimos entonces que tenemos codificación n -valente. La velocidad de transmisión de códigos se mide en baudios y está relacionada con la velocidad de transmisión de información en función del número n de niveles.

$$\frac{1}{T} = (\log_2 n)r$$

donde:

r = Velocidad en baudios

$\frac{1}{T}$ = Velocidad en bps

n = Número de niveles

Nótese que los baudios serán igual a los bps solamente cuando $\log_2 n = 1$, es decir, para codificación bivalente. La Figura 1.17, muestra un ejemplo de codificación multinivel para $n = 8$.

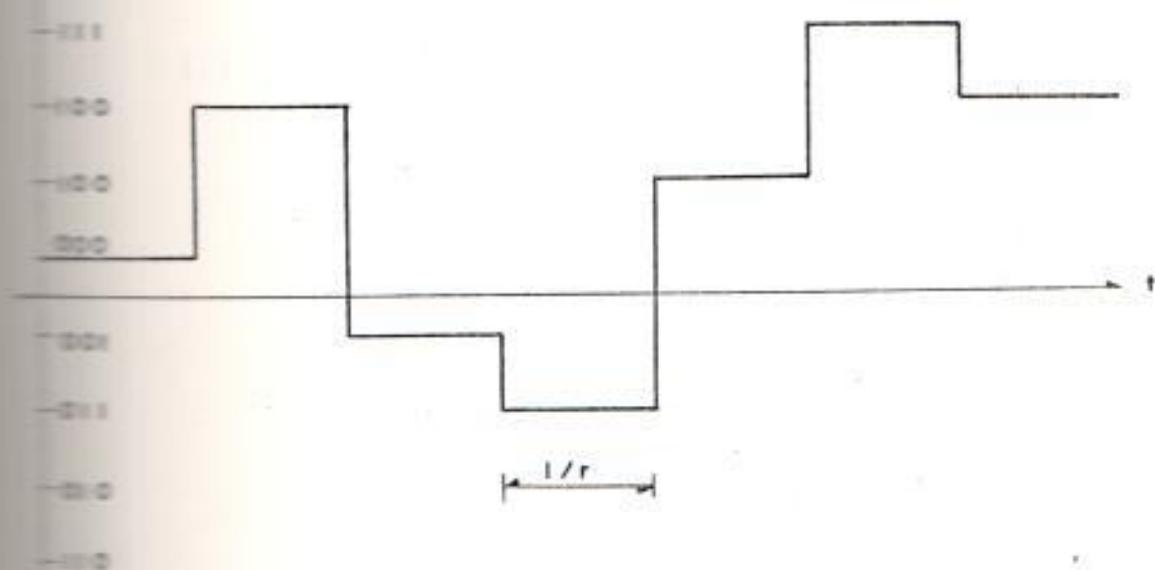


FIGURA 1.17.- CODIFICACION MULTINIVEL

Como resultado del aumento de niveles se tiene una velocidad de transmisión de códigos menor lo que significa disminución del ancho de banda a costo de un BER más elevado, como se explicará más adelante. Además cuando se usa en sistemas por cable, se vuelve necesario aumentar el número de regeneradores para mantener diferenciados los niveles. Dado que en las redes por cable conductor los problemas son de atenuación y no de ancho de banda, la codificación multinivel no es usualmente escogida. Sin embargo, proporciona deseables beneficios cuando la comunicación es por radio o usando canales telefónicos.

1.2.3 Otros aspectos sobre comunicación de datos.-

Una vez escogida la codificación de línea a utilizarse, vamos a tomar ciertas precauciones a fin de que el mensaje sea recogido intacto, tal como fue transmitido. Es cierto que la codificación de línea ya ha hecho parte del trabajo, pero dentro de lo que podríamos llamar un lazo abierto.

La implantación de un sistema de "lazo cerra

do" se hace necesaria cuando la interpretación del mensaje de forma incorrecta, resulta en un perjuicio considerable. Para lograr lo se establece que sean transmitidas, junto a cada palabra de mensaje, una palabra clave o código de chequeo de Error (BCC). El BCC en general se obtiene haciendo pasar la palabra de mensaje por ciertas operaciones lógicas y registros de desplazamiento. Dichos códigos de redundancia cíclica se realizan en la transmisión y recepción del mensaje. Así comparándose el recibido y aquel generado ahí, se decide si se acepta la palabra, enviando comprendido, o se pide una nueva transmisión.

Los parámetros a considerarse, la exactitud de los mismos, y el número de repeticiones que podrán ser solicitadas a de ser establecido o programado para cada caso particular. Cualquiera sea la situación, estos sistemas requieren tener la oportunidad de respuesta (comprendido o error) y la velocidad de transmisión disminuye cuando menos a la mitad.

Algunos ejemplos mayormente usados de estos códigos de redundancia cíclica son: CRC-12 dedicado a datos, CRC-16, CRC - CCITT.

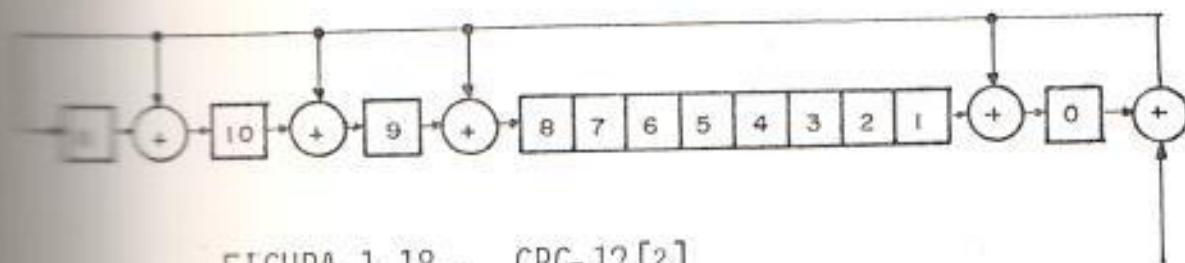


FIGURA 1.18.- CRC-12 [2]

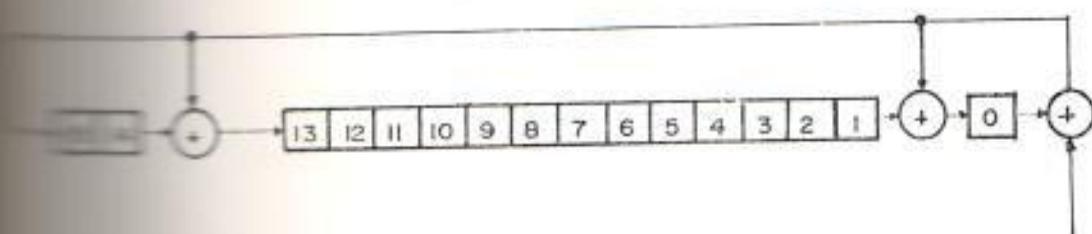


FIGURA 1.19. - CRC - 16 [2]

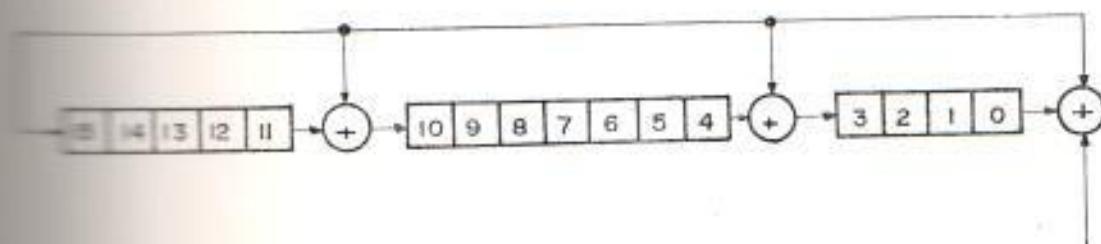


FIGURA 1.20.- CRC - CCITT [2]

Existen dos modos básicos de transmisión de datos, los cuales se fundamentan en dos técnicas distintas para establecer una base de tiempo en el muestreo de la señal. En la primera, denominada sincrónica, los datos son enviados continuamente y a intervalos

los de tiempo constante. Por lo tanto, el terminal receptor deberá mantener un reloj de muestreo sincronizado con los datos de entrada, por un tiempo indefinido. En la segunda, la transmisión asincrónica, supone envíos separados de grupos de bits o caracteres. Así con cada grupo individual se predetermina un tiempo de muestreo, pero éste no tiene relación alguna con el utilizado en otro grupo cualquiera. Se entiende entonces que el reloj se reestablece para la recepción de cada grupo.

La transmisión sincrónica se utiliza en gran parte de los lazos intercentrales de las redes telefónicas en los Estados Unidos. Claro está que la codificación de línea utilizada deberá proveer de suficiente información de tiempos para mantener en sincronismo al sistema. De no ser así, una serie de datos aleatorios probablemente no ofrezca la cantidad necesaria de transiciones. En aquellas ocasiones será necesario tomar precauciones insertando transiciones artificiales en la forma de onda. Aún en las condiciones anotadas la disminución en la capacidad de transmisión es relativamente pequeña.

Para la transmisión asincrónica existen "espacios mudos" o intermedios entre un grupo y otro. Al iniciarse la transmisión se envía uno o más bits de inicio, el cual es detectado en recepción para tomar la medida de su duración y su medio período. Luego un muestreo instantáneo en el centro de cada pulso nos dará la información. Esto significa entonces que el período de muestreo depende que tan bien fueron recibidos los bits de inicio más allá del ruido y la distorsión. Entonces una transmisión asincrónica se verá sumamente afectada si ocurre en medios ruidosos.

Los errores de temporización consisten en corrimientos en la frecuencia a que deben ser tomadas las muestras. Como el término asincrónico implica esencialmente, un reloj corriendo suelto; impresiones en determinación del período de muestreo y corrimientos posteriores son de esperarse. Dichas impresión inicial y diferencia máxima de frecuencias entre los relojes del transmisor y el receptor, determina la longitud del grupo de símbolos.

El mayor atractivo que tiene la transmisión asincrónica es que se presenta fácilmente adaptable a comunicaciones con una velocidad variable. En caso de altas velocidades se transmite un carácter a continuación de otro, y si ésta disminuye automáticamente se acomoda, dejando intermedios de mayor duración. Lo anterior no ocurre en un sistema sincrónico, puesto que su reloj sólo puede ser ajustado lentamente y dentro de un pequeño rango. Un sistema de transmisión sincrónica puede soportar información a velocidades variables, sin embargo el trabajo de ajuste se traslada a niveles de proceso superiores (protocolos) que insertan códigos nulos en la cadena de bits. Algunas veces se conoce a esta combinación de línea sincrónica con fuente asincrónica, como transmisión "isocrónica".

Aún cuando tengamos nuestro sistema instalado y hayamos escogido la codificación de línea y el modo de transmisión, no podemos establecer comunicación con el solo hecho de comenzar a transmitir de un terminal a otro. El receptor deberá sensar la señal, sincronizarse así como identificarse y reconocerse como destinatario. Todo esto con la finali-

dad de una correcta decodificación del mensaje recibido. Las mencionadas y otras reglas que debe seguir una comunicación de datos se engloban bajo el nombre de "protocolos".

Como ya se anotó, un apropiado control de línea debe proveer normas y procedimientos que habiliten la comunicación entre dos extremos de un lazo, que permitan la sincronización del sistema y su mantenimiento, y que pongan fin a la transmisión cuando el mensaje termine. El control debe proveer además caracteres para formato y revisión de mensaje, será necesario un método de detección que nos indica si el mensaje fue receptado correcta o incorrectamente. Por último, habrá de precisarse que hacer en caso de error o cualquier contingencia.

Para implementar estas reglas normalmente se usan ciertos códigos de datos e incluyen caracteres especiales para la realización de todas las tareas mencionadas. Por el hecho de que transmitir aquellos códigos especiales constituye algo extra que reduce la eficiencia de la transmisión, la mayor dificul-

tad en el diseño de protocolos radica en cubrir todas las posibles contingencias minimizando el costo extra. Además, a fin de estandarizar y debido a los cambios que puede tener una red en su estructura, los protocolos han de poder ajustarse a muy diversas condiciones.

Como ejemplo, para resolver algunos de los problemas antes citados, asumamos comunicación semi-duplex. Se han definido diez caracteres de control para establecer y mantener la transmisión. Son similares a algunos de los usados en ASCII e ISO, y se describen a continuación [1].

1. SYN Señala inicio del mensaje y sirve para sincronización.
2. ENQ Pregunta si el receptor está listo para recibir el mensaje.
3. ACK Comprendido positivo y negativo
4. NAK
5. STX Inicio del texto. Indica que hay datos a continuación.

6. ETX Fin del texto
7. ETB Fin del bloque. Hay más datos por venir, el mensaje no ha terminado.
8. US Separador de unidad. Hay más datos por venir. Interrupción de mensaje o unión de varios.
9. EOT Fin de transmisión
10. BCC Carácter de paridad para chequeo de error.

1.3 TECNICAS DE MODULACION DIGITAL.-

En las secciones precedentes, hemos visto ciertos cambios que deben ocurrir, en la señal preparándola para ser transmitida, sin embargo a partir de su conversión a digital las modificaciones han mantenido a la señal si no igual, por lo menos con características similares a las de origen. Decimos entonces que el trabajo se ha efectuado en la misma gama de frecuencias, a las que denominaremos banda base.

1.3.1 Significado de la modulación.-

La modulación es una manipulación de la señal en la que se convierte su forma a otra más conveniente para el circuito de transmisión. Para radiocomunicación, primero se genera una onda portadora de una frecuencia determinada que depende de el tipo de radio enlace a usar se, en nuestro caso particular con frecuencia de microondas. La señal que contiene el mensaje es ahora nuestra señal moduladora, la cual determina las variaciones que puede sufrir la onda portadora. Dichas variaciones afectarán a la portadora en su amplitud, fase, frecuencia o una combinación de ellas; dando lugar a las modulaciones ASK, PSK, FSK u otra. En resumen se traslada la información de la banda base a la gama de la onda portadora. El proceso inverso se realiza en el receptor y sirve para recuperar la señal en banda base. Esta transformación es la de modulación.

La Figura 1.21, muestra un diagrama muy general del recorrido de la señal, suponiendo la análoga en el principio. Nótemos que son

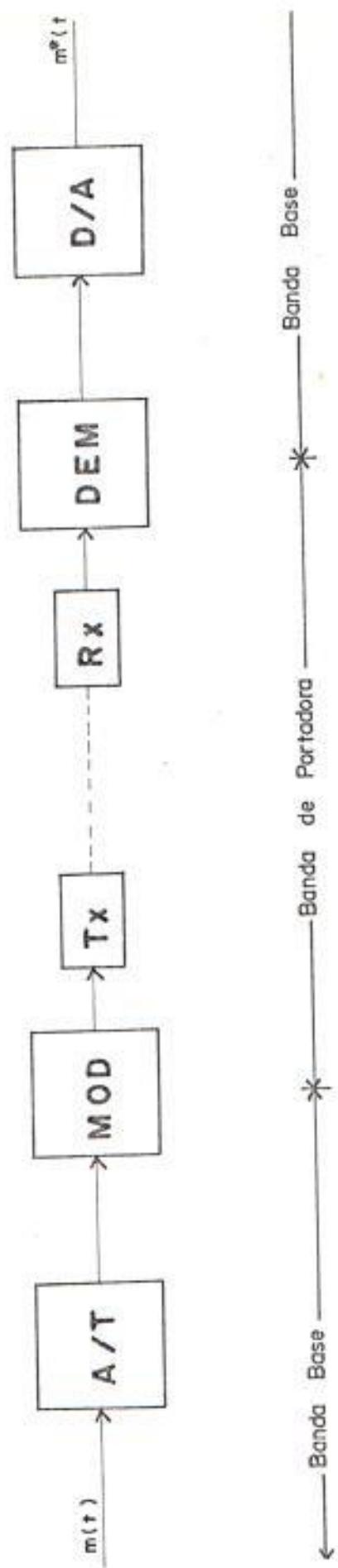


FIGURA 1.21.- DIAGRAMA DE 3 BLOQUES DEL RECORRIDO DE LA SEÑAL

el modulador y el demodulador los puntos de transición entre banda base y frecuencias de transmisión. Como se ve, no existe diferencia entre el esquema mostrado y otro que sirva para transmisión analógica, salvo la conformación de la banda base. Son las características de la banda base, las que determinan las maneras particulares de las técnicas de modulación digital.

1.3.2 Principales técnicas de modulación.-

En principio la forma más sencilla de alterar la onda portadora es variando su amplitud; esto es ASK. Supongamos una señal modulante digital con codificación unipolar; al modularse obtendremos que la sinusoidal aparece o desaparece de acuerdo a la presencia de "1" ó "0", como si se tratara de la operación de un interruptor. Por esta característica se la denomina "ON-OFF Keying" o simplemente OOK.

Aplicando el mismo principio de ASK cuando la señal de banda base alterna sus voltajes de polarización entre V^+ y V^- , la amplitud

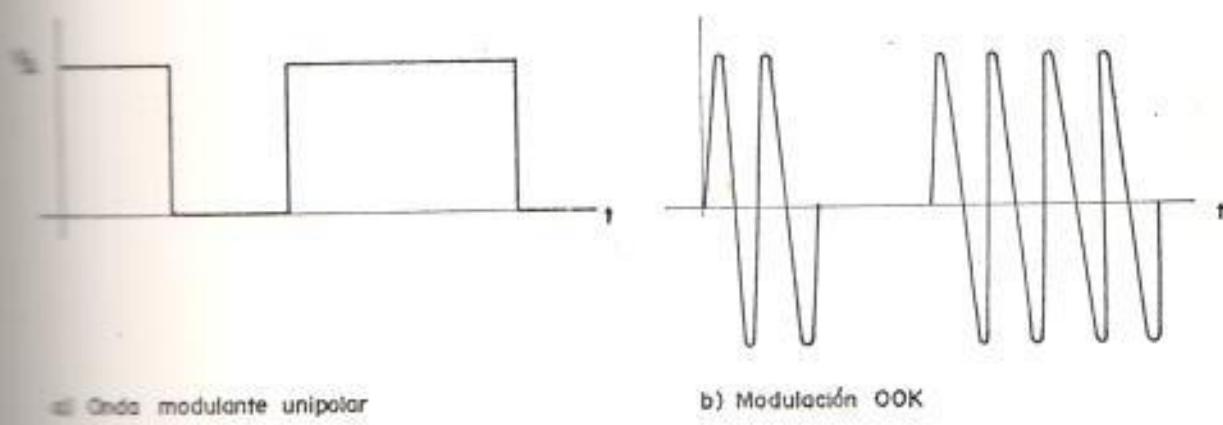


FIGURA 1.22.- MODULACION POR ENCENDIDO Y APAGADO

de la portadora queda $V_A = (V^+ - V^-)$ y la información se traslada a la fase. Es importante recordar, sin embargo, que la señal moduladora está afectando a la portadora en amplitud. Esto es, + portadora ó - portadora.

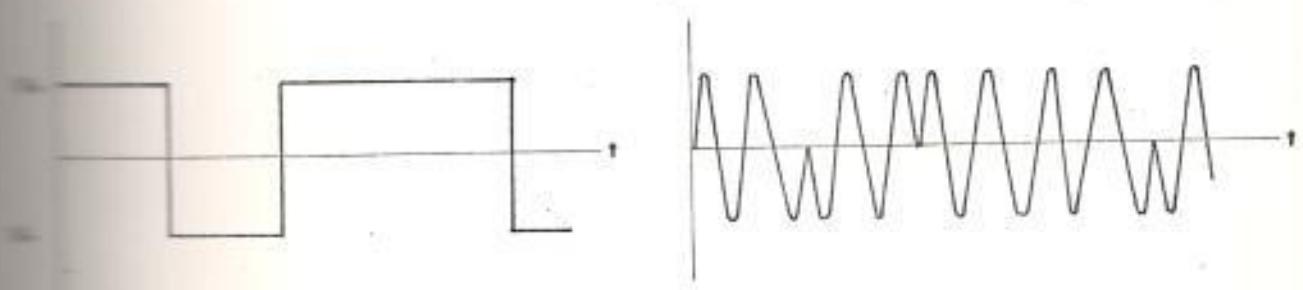
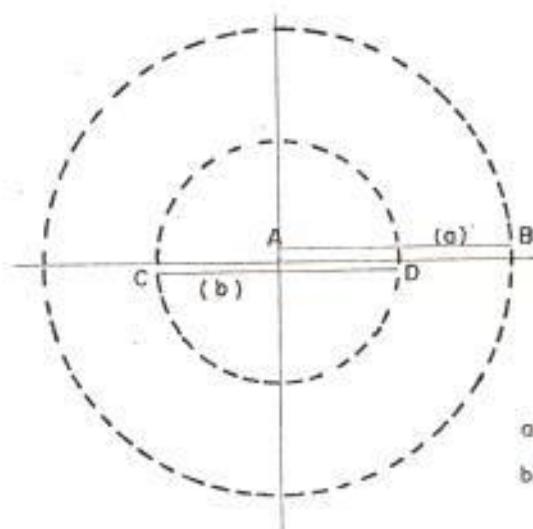


FIGURA 1.23.- MODULACION ASK

Estableciendo una comparación entre los dos métodos con la ayuda del diagrama vectorial y las formas de onda, notamos que la potencia media es igual para ambas. Y dado que la distancia recorrida en \overline{AB} por la diferencia "0" \rightarrow "1" es igual a la distancia \overline{CD} para un cambio similar, los márgenes de ruido contra errores de bits para ambos casos son iguales. No obstante, considerando la tasa de códigos en error (BER) en relación con la S/N de la onda no modulada, el caso (a) requiere de mayor potencia por su mayor amplitud de onda portadora. Esto se debe a que la onda modulada del caso (b) contiene su información en amplitud y fase, en tanto que (a) sólo en amplitud.



- a) ASK por "ON-OFF"
- b) ASK por inversión de fase

FIGURA 1.24.- DIAGRAMA VECTORIAL DE UNA ONDA ASK^[3]

De cualquier manera la forma general de una onda ASK para una señal modulada $s(t)$ es:
 $E(t) = S(t) \cos (\omega_c t + \theta)$. Para la recepción de la señal en el caso de $s(t)$ unipolar sólo será necesaria la detección de envolvente. En cambio con un $s(t)$ polar, requeriremos de detección coherente para extraer la información contenida en la fase.

Considerando igualmente a $s(t)$ como nuestra señal moduladora, si ahora queremos que afecte a nuestra portadora, modificando su fase, tendremos una onda PM. Es decir una modulación de fase, cuya forma general es:

$$E(t) = \cos (\omega_c t + \theta + \phi(t)) \quad (1.25)$$

Lo que ocurre cuando la señal de banda base es binaria, de posibilidades "1" ó "0", la variación de fase es de $180^\circ = \pi$ rad. Así nuestra señal PSK (modulación por cambio de fase) quedará:

$$E(t) = \cos (\omega_c t + \theta + \pi \cdot s(t)) \quad (1.26)$$

Haciendo uso del diagrama vectorial verificamos que los puntos P y Q que representan los dos estados de la onda modulada. Para condiciones de ancho de banda infinito la transición ocurre instantáneamente, sin embargo cuando la anchura de banda es limitada, pasar de P a Q implica cierta demora. Si el cambio puede ser descrito como un movimiento a lo largo de la circunferencia, tenemos una onda PSK verdadera. De otro lado aquella onda en la cual la punta del vector se traslada por la línea \overline{PQ} representa una onda ASK verdadera. De hecho, en la práctica sucede muchas veces que la transición se efectúa por un camino distinto, PRQ por ejemplo. La onda modulada recibe entonces ASK y PSK simultáneamente.

Dado que son los puntos P y Q, los cuales indican los estados posibles de la onda modulada y portan la información, el movimiento transitorio del vector no es tan importante para la transmisión de información. Pero dependiendo de como ocurra tal transición del trazado de la curva, variará el espectro de la onda modulada.

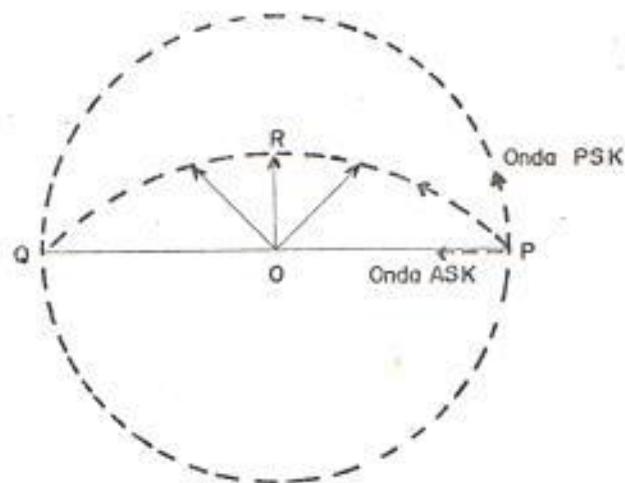


FIGURA 1.25.- DIAGRAMA TRANSITORIO VECTORIAL [3]

Usando el mismo concepto de la modulación PSK podemos incluir en el mismo canal de comunicación otra señal PSK ortogonal a la primera de tal manera de obtener lo que se conoce como QPSK o PSK cuadrivalente.

La inclusión del nuevo vector \overline{OK} (OS) no altera al anterior \overline{OP} (OQ) y su margen de ruido se mantiene, pero la capacidad de transmisión se ha duplicado. Nótese que otro cambio que ocurre es que los puntos de código se han alejado del centro $\sqrt{2}$ veces con respecto al PSK bivalente, por lo que necesitamos aumentar la potencia de transmisión.

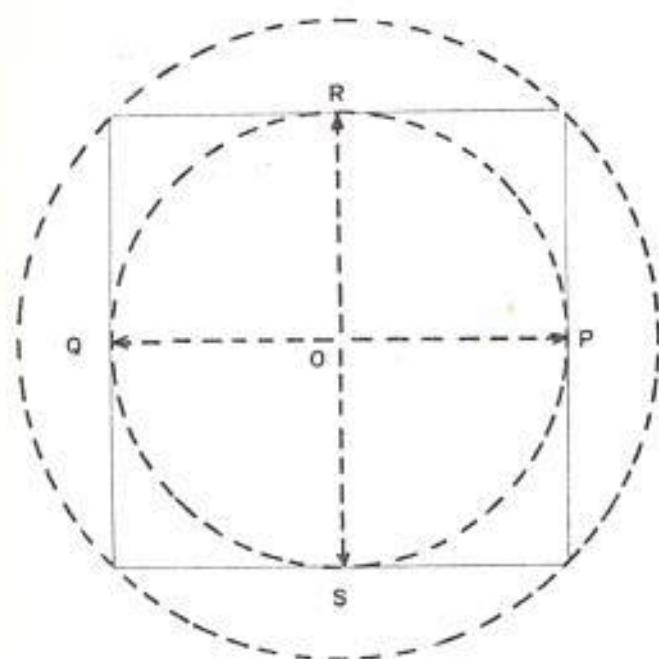
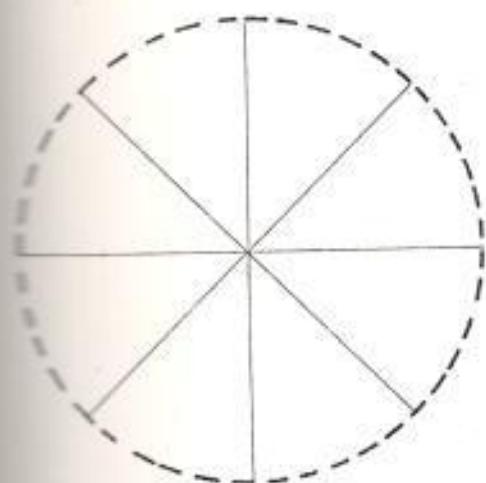
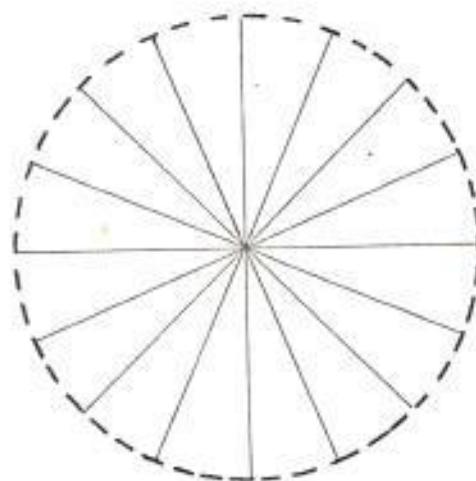


FIGURA 1.26.- ONDA 4 - PSK[3]

Generalmente se usa la modulación PSK multi-
 vel para más niveles. En el caso de una on-
 da PSK n-valente, es posible transmitir $\log_2 n$
 trenes de impulsos de dos niveles. Cuando
 lo anterior ocurre los puntos extremos de los
 vectores están separados en intervalos de
 $2\pi/n$ en la circunferencia, como lo muestran
 los ejemplos siguientes.



8-PSK



16-PSK

FIGURA 1.27.- POSICION DE LOS VECTORES EN PSK MULTIVALENTE. [3]

Cabe mencionarse que para cualquiera de estos casos si la onda se comporta exclusivamente como PSK, tendremos una señal con envolvente constante.

El tercer parámetro que podemos variar a la onda portadora es su frecuencia. Si hacemos esto, llegamos a la modulación de frecuencia o FM, que dado el caso de nuestra señal de banda base digital, se la denomina FSK. Ana

líticamente describimos la onda modulada como:

$$E(t) = \cos(\omega_c t + \theta + m_\delta \int s(t) dt) \quad (1.27)$$

Para los posibles valores de $s(t)$ se acomoda una constante m_δ tal que:

$$s(t) = \pm 1/2$$

$$m_\delta = 2 \omega_\delta$$

donde:

ω_δ : Frecuencia angular de excursión

y así:

$$s = \frac{1}{2}; E(t) = \cos\{(\omega_c + \omega_\delta)t + \theta\} \quad (1.28)$$

$$s = -\frac{1}{2}; E(t) = \cos\{(\omega_c - \omega_\delta)t + \theta\} \quad (1.29)$$

De acuerdo con lo expresado tenemos que la onda FSK se compone de dos portadoras cuyas fre

cuencias angulares son $\omega_c + \omega_\delta$ y $\omega_c - \omega_\delta$ de
pendiendo del valor de $s(t)$. Para visualizar
mejor este concepto examinemos una onda FSK
ideal, que transmite un mensaje de unos y ce
ros lógicos alternados.

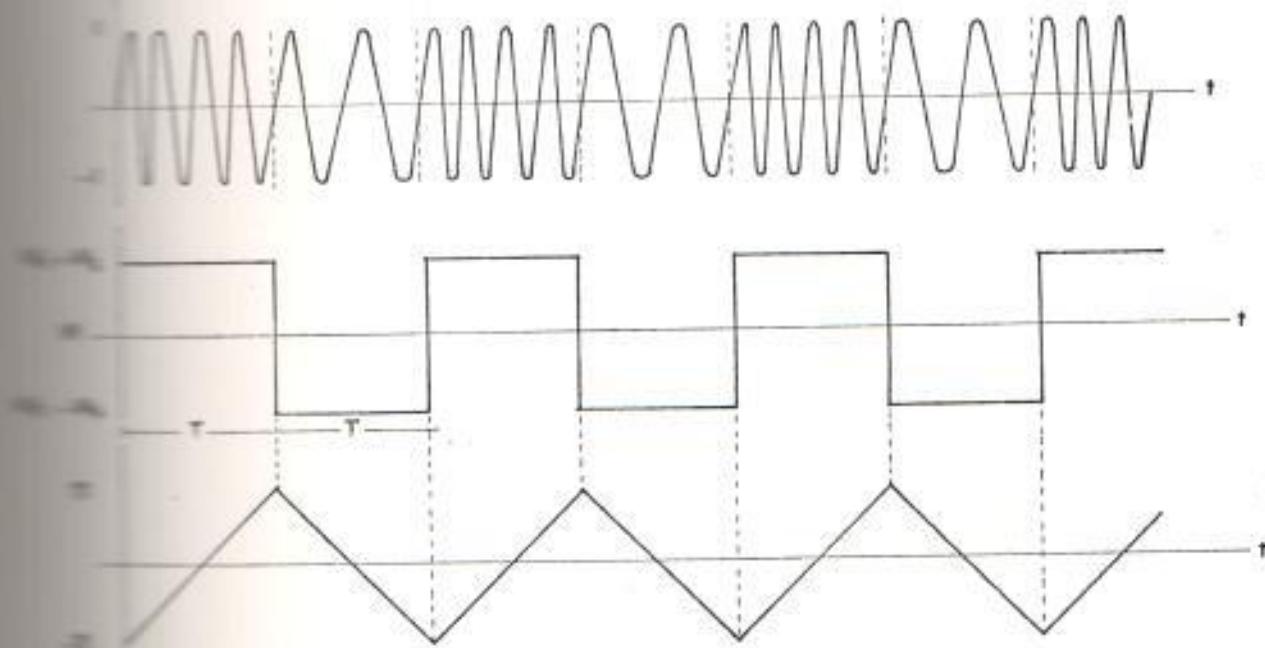


FIGURA 1.28.- FORMA DE ONDA, FRECUENCIA Y FASE
DE UNA ONDA FSK IDEAL.

Como vemos en la Figura 1.28, la fase de la
onda no pierde continuidad en los instantes
en que la frecuencia cambia de estado. Si
la frecuencia varía como la onda rectangular
en la figura, la fase se representa por su in

tegral, o sea, la onda triangular mostrada. Uno de los parámetros que se suele definir para la modulación FSK es la "desviación de frecuencia" que se obtiene de la siguiente manera:

$$f_2 = f_c + f_\delta \quad f_1 = f_c - f_\delta \quad \Delta f = f_2 - f_1$$

$$\Delta f = f_c + f_\delta - f_c + f_\delta = 2f_\delta = \frac{2\omega_\delta}{2\pi} = \frac{\omega_\delta}{\pi}$$

$$h = \Delta f T \quad h = \frac{\omega_\delta}{\pi} T \quad (1.3)$$

h : desviación de frecuencia

Este parámetro nos indica cuan cercanos están los espectros de la banda entre sí ahora que han sido trasladados a las frecuencias de transmisión.

Regresando un poco a las técnicas de modulación de fase (PSK), cabe mencionar al OQPSK. Esta técnica al igual que la modulación de fase en cuadratura QPSK es capaz de transmitir dos trenes binarios simultáneamente. La diferencia consiste en que para el OQPSK los trenes de impulso en fase y en cuadratura están desfasados $1/2$ pe-

ríodo; o dicho de otra forma la duración de cada pulso se duplica para traslaparse con el correspondiente de la cadena en cuadratura. Con esta característica se logra que el máximo cambio de fase sea de 90° en vez de los 180° del QPSK.

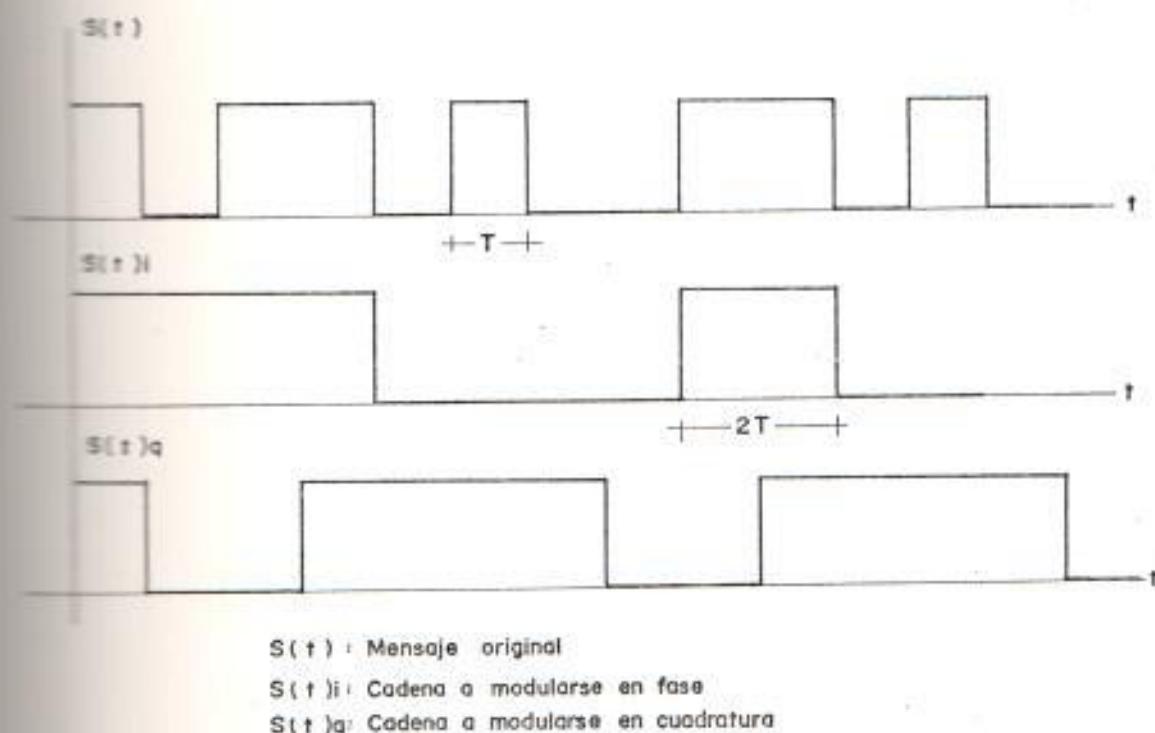


FIGURA 1.29.- MODULACION OQPSK

Veamos que ocurre cuando reemplazamos a los pulsos rectangulares del OQPSK que sirven de envolventes para las ondas portadoras en fase y en cuadratura, por aproximaciones sinusoidales. Escogiendo según el caso a las

constantes a_i y a_q tendremos:

$$E(t) = a_i \cos\left(\frac{\pi}{2T}t\right) \cos 2\pi f_c t + a_q \sin\left(\frac{\pi}{2T}t\right) \sin 2\pi f_c t \quad (1.31)$$

En suma, las dos posibilidades se resumen a una variación en la frecuencia de la portadora a puesto que:

$$\begin{aligned} \cdot \cos 2\pi f_c t \cos \frac{\pi}{2T}t + \sin 2\pi f_c t \sin \frac{\pi}{2T}t &= \\ &= \cos\left(2\pi f_c - \frac{\pi}{2T}\right)t \quad (1.32) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \cdot \cos 2\pi f_c t \cos \frac{\pi}{2T}t - \sin 2\pi f_c t \sin \frac{\pi}{2T}t &= \\ &= \cos\left(2\pi f_c + \frac{\pi}{2T}\right)t \quad (1.33) \end{aligned}$$

De donde la diferencia entre frecuencia máxima y mínima está dada por:

$$\left(2\pi f_c + \frac{\pi}{2T}\right) - \left(2\pi f_c - \frac{\pi}{2T}\right) = \frac{2\pi}{2T} = \frac{\pi}{T} = \Delta\omega$$

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{2T} \quad (1.34)$$

Obtengamos ahora la desviación de frecuencia

$$h = \Delta f \cdot T = \frac{1}{2T} \cdot T = \frac{1}{2}$$

Debido a que la desviación de frecuencia mínima permisible para que no interfieran significativamente los espectros trasladados a banda de portadora es de 0.5; a la modulación FSK obtenida con la manipulación presentada, se la conoce como Modulación por Desplazamiento Mínimo (MSK).

Así como se aplicó la valoración de multinivel a la modulación de fase, de la cual resultó luego de ciertas manipulaciones, una modulación de frecuencia, así también se puede aprovechar el multivel para la modulación de amplitud.

La explicación resulta práctica para lo que denominaremos QAM ó modulación de amplitud cuadrivalente. Veamos como la modulación QPSK se formaba combinando dos ondas PSK bivalentes mutuamente ortogonales. Sabiendo que PSK puede ser generada en base a una ASK

bivalente, logramos una forma similar a QPSK con dos ASK en cuadratura. Y tenemos:

$$\begin{aligned}
 E(t) &= e_1(t) + e_2(t) = \\
 &= \frac{S_1(t)}{2} \cos(\omega_c t + \theta) + \frac{S_2(t)}{2} \sin(\omega_c t + \theta)
 \end{aligned}
 \tag{1.35}$$

Donde $S_1(t)$ y $S_2(t)$ son las señales en banda base independientes a transmitirse en QAM. Expresando la onda en amplitud y fase llegamos a:

$$\begin{aligned}
 E(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{S_1(t)^2 + S_2(t)^2} \cos \omega_c t + \theta + \\
 &\quad \operatorname{tg}^{-1} \frac{S_2(t)}{S_1(t)}
 \end{aligned}
 \tag{1.36}$$

Para los casos reales en que la anchura de banda es limitada, los impulsos alcanzan su amplitud total sólo alrededor del punto de muestreo (punto central) y los recorridos de estado a estado experimentan cierto retardo.

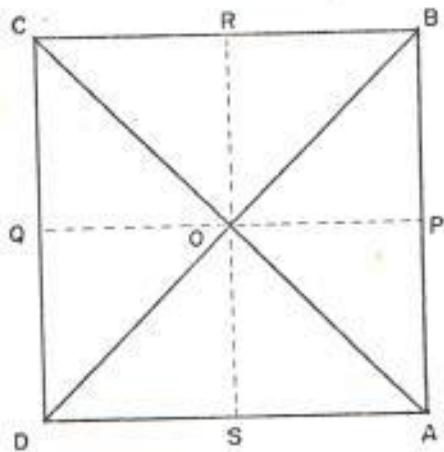


FIGURA 1.30.- ONDA QAM CON SUS PUNTOS DE CODIGO A-B - C - D. [3]

Dado que el recorrido de $E(t)$ se realiza a través de las diagonales \overline{AC} y \overline{BD} como por los lados del cuadrado ABCD la onda no es una PSK verdadera. Sin embargo para los instantes de muestreo puede ser considerada como tal; con la ventaja que significa generar AM en vez de PM en cuanto a facilidad de tratarse. La modulación QAM nos permite elegir los puntos de código en el plano, lo cual la hace jugar un papel importante en transmisión multinivel.

Tomando como ejemplo a la modulación de 16 ni

niveles, la asignación óptima de puntos en el plano, a fin de obtener una mejor relación señal a ruido, es la que se conoce como nido de abeja. A pesar de ello no se la utiliza por requerir de un modem muy complicado. La asignación QAM en cambio es comparativamente muy buena en su característica S/N y puede realizarse con simple técnica de modulación ortogonal con componentes de seno y coseno de la onda portadora. La combinación de ambas características hacen que el QAM multivalente supere a otros métodos.

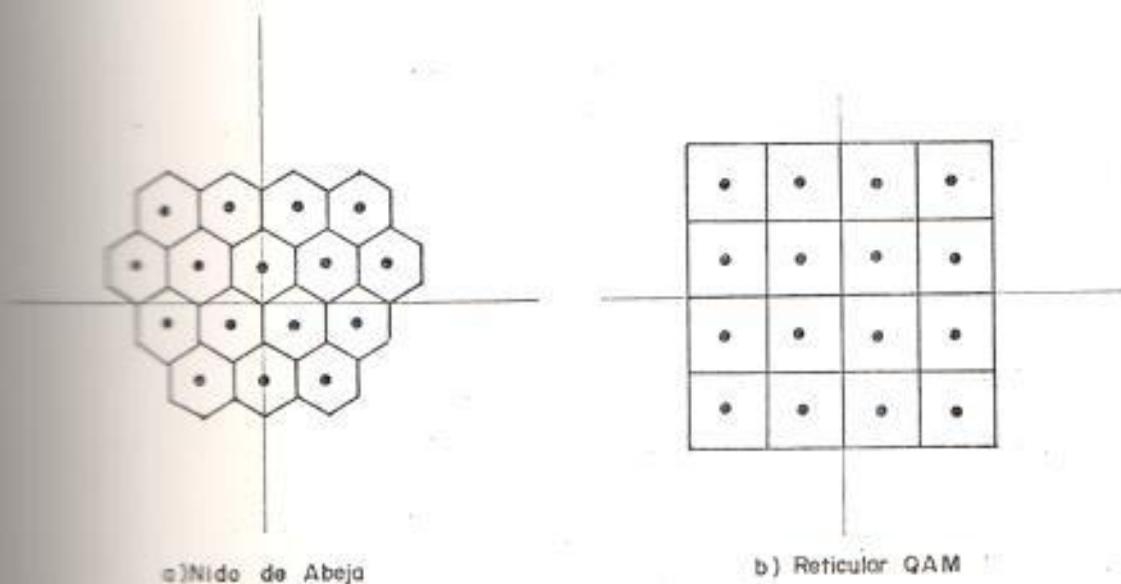


FIGURA 1.31.- ASIGNACIONES DE CODIGOS MULTIVALENTES [3]

La QAM de la asignación reticular se logra componiendo dos ondas AM n-valentes ($2^m = n$) ortogonales una de otra. Se tiene entonces el número de puntos de código igual a n^2 .

Así al combinar m conversaciones en fase y m en cuadratura los puntos de código serán 2^{2m} . Para $m = 2$ corresponde nuestro ejemplo 16-QAM el cual está sumamente difundido entre los sistemas de radio enlace digital de alta eficiencia. En los casos de $m = 3$ y $m = 4$ obtendremos 64 QAM y 256 QAM, en los cuales los puntos de código aumentan considerablemente en relación al incremento de información a transmitirse.

1.3.3 Consideraciones de eficiencia y ancho de banda.-

Cuando hablamos de una técnica de modulación espectralmente eficiente nos referimos a que ésta sea capaz de concentrar su energía en una pequeña gama de frecuencias sin que esto dificulte significativamente su detección. La concentración espectral se suele expresar en términos de bits por segundo (Bps) por cada hertzio, y es una medida de la cantidad de información que puedo transmitir por unidad de banda. La detectabilidad se mide usualmente, en cambio, con la relación la señal a ruido (S/N) requerida para obtener una ta-

sa de bits erróneos dada. Pero existe otra propiedad importante de la onda modulada que es la desviación de envolvente. Esta propiedad se expresa en decibelios (dB) y se obtiene de la razón pico/valle de la señal envolvente. La tasa de bits erróneos será tratada en detalle más adelante.

Señalemos primeramente a las técnicas de envolvente constante. Como se explicó antes, para la técnica de modulación de fase, la onda mantiene su amplitud; esto se da en BPSK (bivalente), QPSK (cuatrivalente) y OQPSK. Esta característica anotada la cuantificamos con un 0 dB en desviaciones de envolvente. La eficiencia de ancho de banda para las citadas técnicas es de 0.5 Bps/Hz, 1Bps/H respectivamente. Las tres técnicas son similarmente detectables pero en tanto la primera se logra implementar con mucha facilidad, las otras dos imponen una moderada dificultad.

En el caso de las modulaciones multinivel, 8PSK y 16PSK, siguen manteniendo la característica de envolvente constante (0 dB de desviación de envolvente), pero el panorama cam

bia cuando se trata de QAM. A la modulación multinivel por amplitud 16-QAM le corresponde una desviación de envolvente de 9.5 dB. Dada la complejidad de dichas técnicas la complejidad de implementación es notable y aún así la facilidad de detección relativa a la correspondiente del BPSK es de -3.5, -7.5 y -4 dB para cada caso. La recompensa a estas dificultades es un aumento en la concentración de información que fluctúa entre 1.5 a 3 Bps/Hz para el 8PSK y de 2 a 4 Bps/Hz con 16 PSK ó 16 QAM. Aunque los valores máximos teóricos son casi imposibles de alcanzar en la práctica.

Usando las técnicas anteriores, en ocasiones se insertan bits de codificación que ayudan a detectar el mensaje incrementando este parámetro en 4 o 5 dB para un BER = 10^{-6} . Esta codificación se denomina control de error adelantado (FEC). A pesar de no modificar la forma de la envolvente, el FEC disminuye la eficiencia del ancho de banda en un valor del 33 al 50% proporcionales a la cantidad de pulsos de control de error que se introduzcan en el mensaje (1/3 ó 1/2).

Finalmente, dentro de la modulación de frecuencia señalamos a la técnica del MSK, la cual mantiene envolvente constante y es igualmente detectable que el BPSK, pero llega a tener 0.9 Bps/Hz dentro del 99% de la potencia de la señal sin que su implementación su-pere en dificultad al QPSK. Nótese que los valores detallados previamente de Bps/Hz estaban determinados solo entre los dos primeros ceros de la densidad espectral. Aún podríamos aumentar este valor a 1.2 Bps/Hz operando ciertos cambios en el espectro de la señal y dando lugar a que la desviación de envolvente llegue a 2 ó 3 dB y perdiendo 1/2 dB en facilidad de detección.

En la intención de optimizar las características comentadas, algunas técnicas harán uso de control de interferencia entre símbolos, aprovechamiento de las redundancias, etc. Esa es tarea ya emprendida para lograr un eficiente uso del espectro.

2.4 TDM vs. FDM.-

Situados como estamos, ante la posibilidad de pro-

yectar nuestro sistema de comunicación digital para el uso de radio enlaces de alta capacidad, es menester detenernos un poco a confrontar nuestra idea con aquel método usado hasta hoy. De no tomar esta precaución corremos el riesgo de escoger un camino inconveniente cegados por el entusiasmo innovador. Por eso, la sección a continuación delineará los principios y fundamentos de ambos sistemas revisando las ventajas y desventajas.

1.4.1 Multicanalización por División de Frecuencias

Sea $m(t)$ una señal cualquiera de ancho de banda limitado igual a W y sea $n(t)$ una señal de componente única de frecuencia f . Veamos que ocurre si multiplicamos ambas señales.

$$m(t) \cdot n(t) = F[M(f) * N(f)] \quad (1.37)$$

Recordando el teorema de la convolución, se establece que el producto de las señales es igual a la transformada de Fourier de la convolución de las transformadas de Fourier de las señales. O dicho de otra forma multiplicar en tiempo es igual que convolucionar en

frecuencia y viceversa. Queda implícito que $m(t)$ y $M(f)$ son un par transformado al igual que $n(t)$ y $N(f)$.

Por la característica planteada como hipótesis $n(t)$ tiene solo una componente de frecuencia, así:

$$n(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta) \quad ; \quad \omega = 2\pi f_0 \quad (1.38)$$

Entonces la multiplicación será:

$$m(t) \cdot n(t) = m(t)A \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (1.39)$$

Aplicando la transformada de Fourier

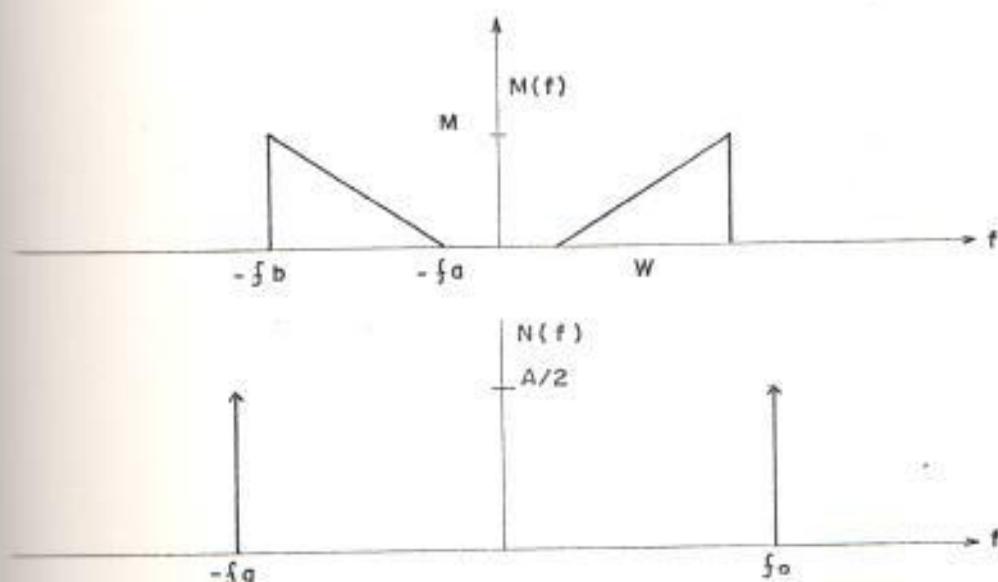


FIGURA 1.32.- DENSIDADES ESPECTRALES DE $M(T)$ Y $N(T)$

Para ver que ocurre en el dominio de la frecuencia se convolucionan las dos señales de la Figura 1.32.

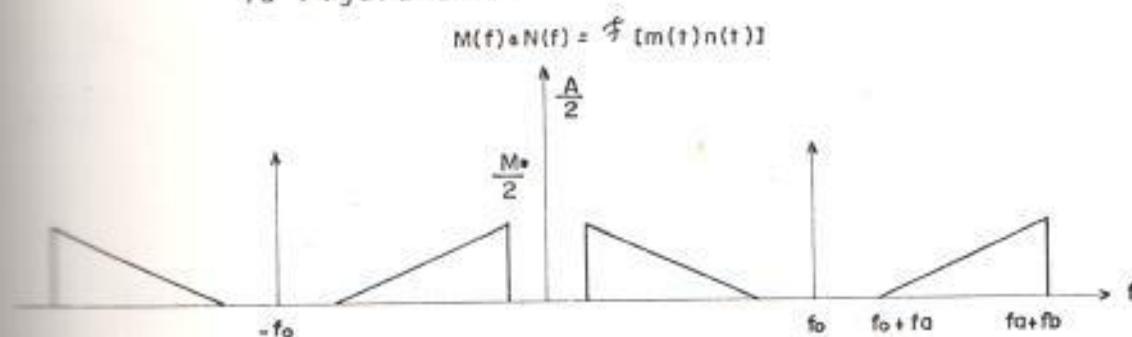


FIGURA 1.33.- TRASLACION EN FRECUENCIA

Como resultado la señal $M(f)$ se ha trasladado en frecuencia para centrarse alrededor de f_0 . Por cierto que también existe una disminución en magnitud, pero aquello no afecta al contenido de información de la señal. En conclusión, podemos relocalizar una señal cualquiera en una banda de frecuencias más alta, escogida a conveniencia. Luego si deseamos podemos filtrar la señal y quedarnos con una sola banda lateral, la que va desde $f_0 + f_a$ hasta $f_0 + f_b$ por ejemplo; incluir a la portadora, etc.

Si esto es posible para una señal, también lo será para muchas. Por lo tanto, es posible

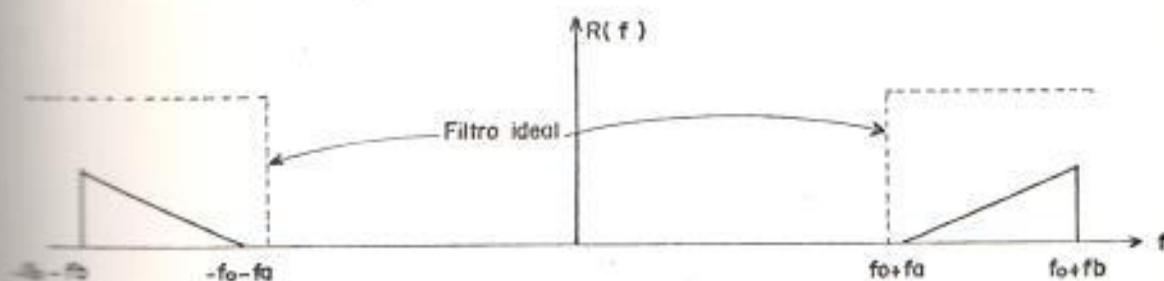


FIGURA 1.34.- SEÑAL RELOCALIZADA Y FILTRADA PASA ALTO.

ubicar en el espectro una a continuación de otra a señales que originalmente ocupaban el mismo ancho de banda, mediante operaciones similares a la descrita y simples sumas. Bastaría con escoger adecuadamente las frecuencias portadoras y los filtros. Por cierto, aunque no existe ahorro de banda, la agrupación permite que todas juntas formen una nueva banda base que se transmita simultáneamente, compartiendo las facilidades de transmisión.

Esta técnica está muy difundida para señales analógicas y ejemplos de ello encontramos en la transmisión de la señal de televisión, como radio estereo en FM. Para el caso de la

televisión, la señal de video es modulada en amplitud y pasa a través de un filtro de banda vestigial que recorta casi totalmente la banda lateral inferior. A continuación del video se ubica al audio modulado en frecuencia y cuya subportadora mantiene una separación en frecuencia fija con respecto a la portadora de video. En las señales de sonido estereo en cambio se colocan en canales adyacentes de frecuencia a las componentes R+L y R-L.

En nuestro caso estamos principalmente interesados en la utilidad que presta para la transmisión de voz. A manera que facilitan la explicación se tomará como guía el sistema Americano de FDM usados en transmisión telefónica de larga distancia. La estructura jerárquica puede cambiar así como la modulación de la señal combinada o banda base final, pero el principio será inalterable.

El primer nivel de multicanalización usa doce portadoras para agrupar, uno tras de otro, a igual número de canales de voz de 4KHz de ancho de banda cada uno. Previamente ha si-

do recortada en banda la señal de voz a trans-
mitirse y se ha insertado una frecuencia "pi-
loto" de 3860Hz. Esta frecuencia piloto que
sufrirá las mismas traslaciones que el resto
de la señal es una señalización muy útil que
identificará al canal correspondiente en lo
sucesivo.

La estructura de la multicanalización de pri-
mer nivel es como sigue:

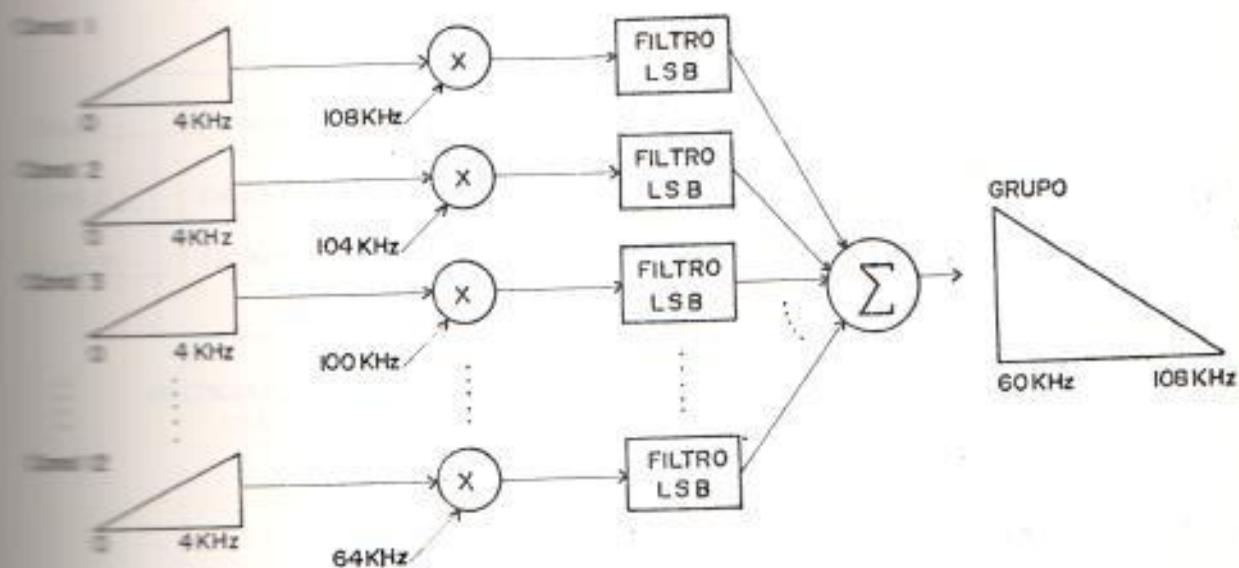


FIGURA 1.35.- FORMACION DEL GRUPO STANDARD CCITTE[4]

Sin embargo puede usarse una variante que re-

duce el número de portadoras necesarias aunque involucra 2 pasos de multicanalización. Primeramente se acomodan 3 canales de voz entre 12KHz y 24KHz con portadoras de 12, 16 y 20 kilociclos y filtrado con USB. Esta etapa da lugar a los pregrupos que a su vez son multicanalizados con portadoras de 120KHz, 108KHz y 84KHz. El filtrado esta vez es LSB resultando el Grupo equivalente al anterior.

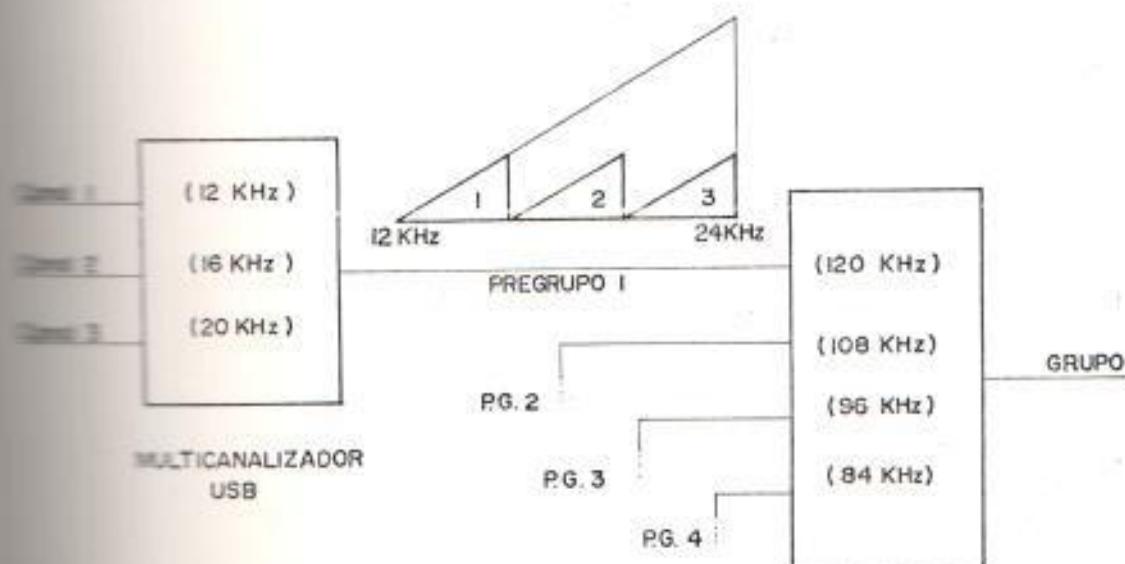


FIGURA 1.36.- FORMACION DEL GRUPO STANDARD CCITT EN DOS ETAPAS: PREGRUPO-GRUPO [4]

El segundo nivel de jerarquía corresponde a la formación de los supergrupos, compuestos por cinco grupos o sea por sesenta canales

de 4KHz. Aunque el diseño ha sido realizado para transmisión de voz, cualquier señal analógica que se encuentre en el mismo ancho de banda puede ser trasladada en frecuencia y transmitirse junto con todas las demás. Lo anterior es válido para cualquier etapa de la multicanalización.

La formación del supergrupo combina cinco grupos, cada uno entre los 60 a los 108KHz, usando nuevamente la modulación de LSB. El supergrupo resultante ocupa el intervalo de frecuencias entre 312 y 552 KHz. El primer grupo es desplazado hacia los 312 - 360 KHz, usando una portadora de 420KHz. Las frecuencias sucesivas están espaciadas 48 KHz y son 468, 516, 564 y 612 KHz. Por haber usado la modulación de banda lateral inferior dos veces seguidas, el espectro vuelve a su posición original.

Más allá de los supergrupos la jerarquía se conoce como grupos maestros, pero no hay una sola manera de formarlos. Así se tienen los grupos maestros de 10 supergrupos, esto es 600 canales, con distintas ubicaciones en frecuencias y valores de portadoras a usarse.

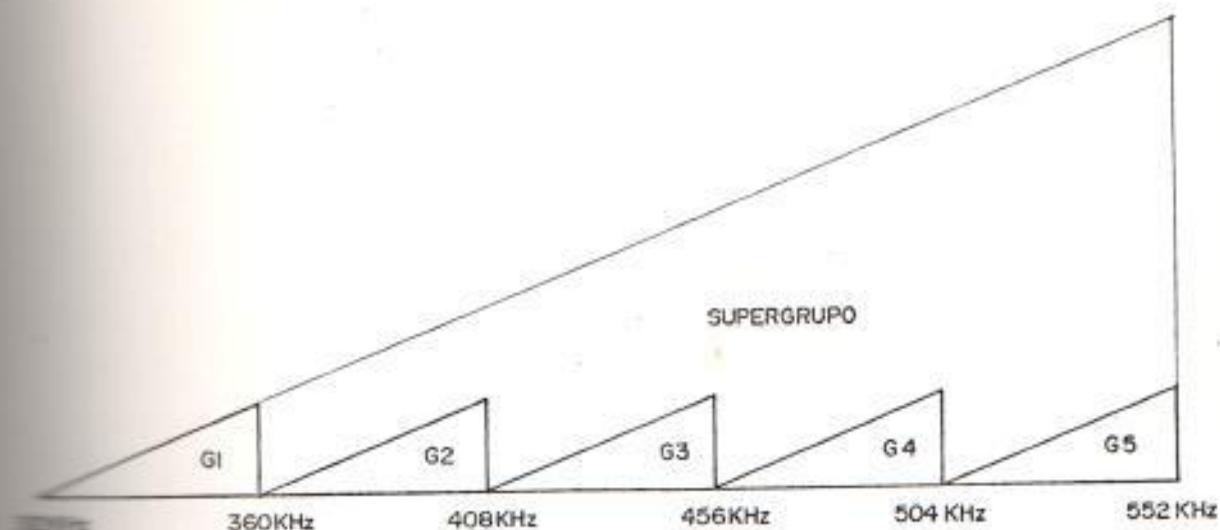


FIGURA 1.37.- UBICACION DE LOS GRUPOS DENTRO DEL SUPERGRUPO. [4]

De igual manera las bandas de guarda entre supergrupos varía de una a otra convención. Además existe el grupo maestro de 960 canales, con un supergrupo básico que no se traslada en frecuencia y 15 modulados con LSB y por tanto invertidos.

Cuando la multicanalización se realiza entre grupos maestros, sea cualfuere su configuración, hablamos usualmente de supergrupos maestros como por ejemplo el AR6A de la Bell System. Este agrupa 6000 canales de voz en un solo canal de banda ancha para la transmisión

por medio de radio enlace de microondas de largo alcance. La señal resultante de los 10 grupos maestros tipo U600 cubre un intervalo de frecuencia desde 59.844 MHz hasta 88.840 MHz y se modula luego en frecuencias de microondas (4 a 6 GHz) para su transmisión.

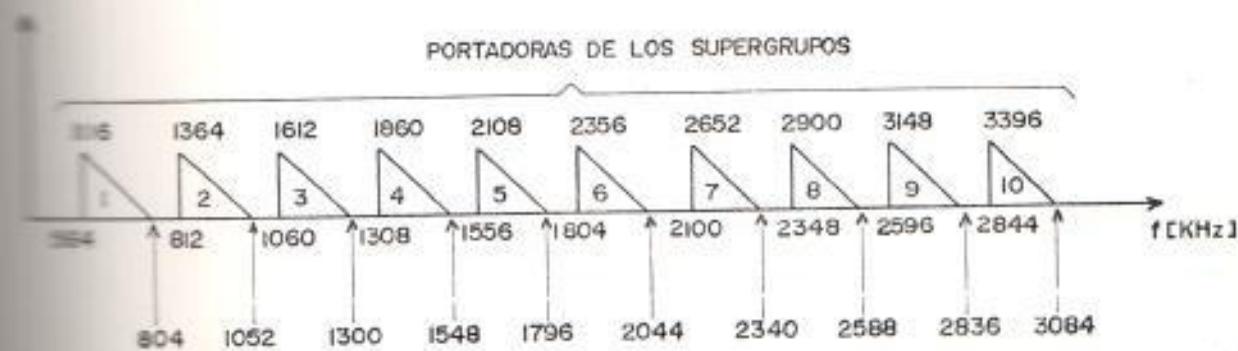


FIGURA 1.38.- ESTRUCTURA DEL GRUPO MAESTRO U600 [5]

Todas las comunicaciones satelitales de señales analógicas mediante métodos analógicos involucran el sistema de multicanalización por división en frecuencia (FDM) aplicado a banda ancha. Se incluyen además en estos casos códigos de identificación acerca de las estaciones terrenas de las que provenga o a las cuales vaya destinado el mensaje.

1.4.2 Multicanalización por división en tiempo.-

Cuando citábamos la técnica de FDM en la sección previa, se estableció que consistía en hacer que varias señales compartan simultáneamente un canal de comunicación en base a ubicarlas en intervalos de frecuencia adyacentes uno a otros, con sus respectiva banda de guardia si fuere necesario. Por analogía diríamos que, en la multicanalización por división en tiempo (TDM) permite que varias señales compartan "simultáneamente" un canal de comunicación en base a ubicarlas en intervalos de tiempo adyacentes unos a otros, con su respectivo retardo de guardia si fuere necesario. Dado que pretendemos hacer una separación en el tiempo, el sentido de la simultaneidad sufre ciertas alteraciones como veremos.

En 1.1.1 se demostró que tomando muestras de una señal con una determinada frecuencia de muestreo se obtiene la totalidad de la información que ésta posee. La ventaja de trabajar con las muestras y no con la señal misma radica para nuestro interés, en que entre muestra y muestra será posible

intercanjar otras muestras correspondientes a diversas señales.

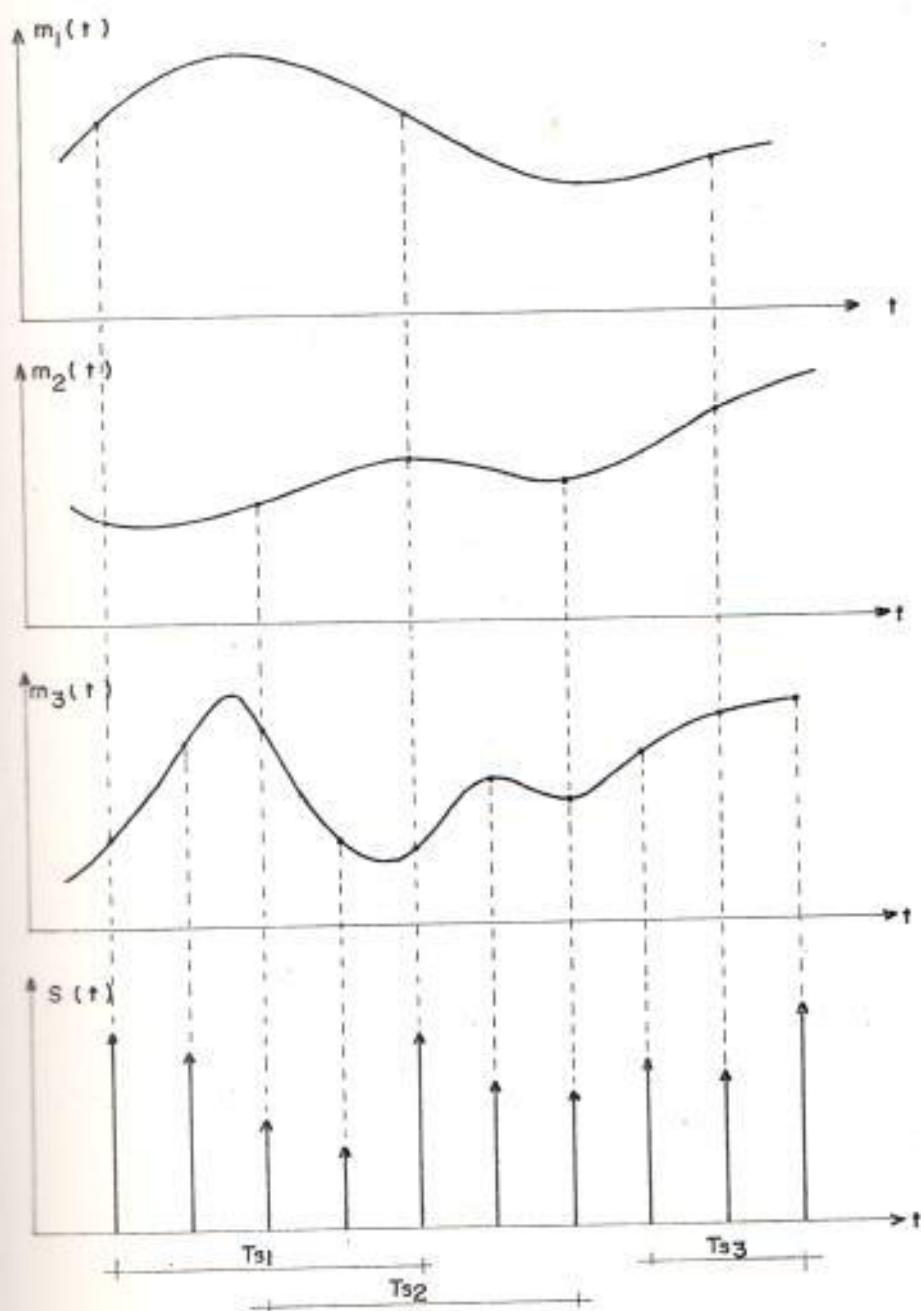


FIGURA 1.33.- TOMA E INTERCALACION DE MUESTRAS

La Figura 1.39 muestra una multicanalización en tiempo de 3 señales, dos de las cuales poseen un mismo ancho de banda y la otra con un ancho de banda igual al doble de las primeras. Así las frecuencias de muestreo tendrán las siguientes relaciones:

$$fs_1 = fs_2 = fs_3 / 2$$

Por lo tanto, intercalando adecuadamente las muestras y reuniéndolas en el orden adecuado podemos recuperar la información de cada una de ellas. Sucede entonces que aún cuando en el instante t_0 sólo se esté transmitiendo una sola muestra correspondiente a una sola de las señales, a nivel de mensajes, éstos llegan simultáneamente. Claro está que la multicanalización en tiempo, por su estructura, está destinada a la comunicación de señales digitales. Sean éstas un conjunto de datos de salida, la salida de una computadora, una señal de voz digitalizada (o un grupo de señales de voz), información digital de facsímil o televisión, información de telemetría, etc. La multicanalización tratará a

todas por igual. El objetivo consiste en combinar señales digitales, posiblemente de distintas velocidades de bits y alimentarlas en forma ordenada y secuencial en alta velocidad al canal de comunicación con gran ancho de banda.

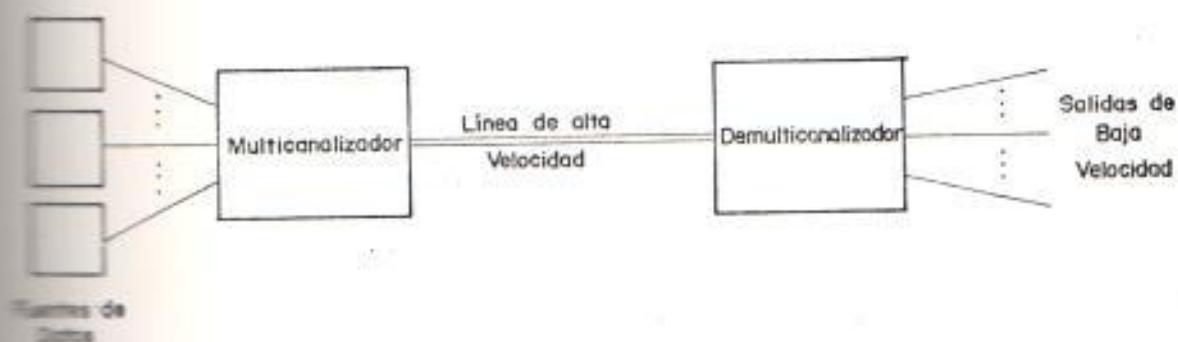


FIGURA 1.40.- OPERACION TDM

Tan importante como era en FDM que las frecuencias portadoras sean precisas, para la técnica TDM el sincronismo entre multicanalizador y demulticanalizador es indispensable. De acuerdo con esto deben arreglarse palabras tanto a la estructura como a la sincronía para que la lectura de los espacios y bits contenidos en ellos corresponda a la manera

y tiempo en que fueron enviados. Se suele decir en forma colectiva que requerimos bits de control. Además será necesario tomar precauciones que nos permitan manejar pequeñas variaciones de las velocidades (bits/seg) con que las señales multicanalizadas llegan al receptor.

Dependiendo del tipo de fuentes a multicanalizar, la unidad básica de la señal digital puede ser un bit o una palabra de n bits. Las señales de PCM, por ejemplo, no tienen un formato natural de caracteres y se multicanalizan bit a bit, intercalando unos detrás de otros. Igual cosa ocurre con las terminales de alta velocidad (1200 bps o más) que en ocasiones se multicanalizan intercalando bits. De otro lado, las terminales de baja velocidad transmiten por lo general datos codificados en forma de caracteres cuya longitud varía entre 5 y 10 bits dependiendo del tipo de terminal y del código usado. Estas transmisiones son por lo general asincrónicas.

Cuando multicanalizamos señales digitales mediante intercalación de bits el multicanalizador asigna los espacios de tiempo para cada una de las fuentes de datos con un bit o más dependiendo del caso. Se supone entonces que al llegar el intervalo correspondiente a una determinada entrada de datos el equipo TDM deberá tener el apropiado número de bits listos y disponibles para su transmisión. Igual cosa para el resto de fuentes. Sin embargo las fuentes de entradas no mantienen en la práctica una velocidad 100% estable, así una fuente de velocidad nominal 2500 bps puede caer en ocasiones a 2390 bps o subir hasta 2410 bps. En vista de ello, un multicanalizador que maneje entradas con las características anotadas, será capaz de ajustarse a tales variaciones. De aquí surgen entonces los conceptos de memoria elástica y relleno de bits para salvar las situaciones de aumento o disminución ligera de la velocidad de transmisión de las fuentes de datos respectivamente.

El almacenamiento elástico funciona de tal manera que la velocidad de entrada de in-

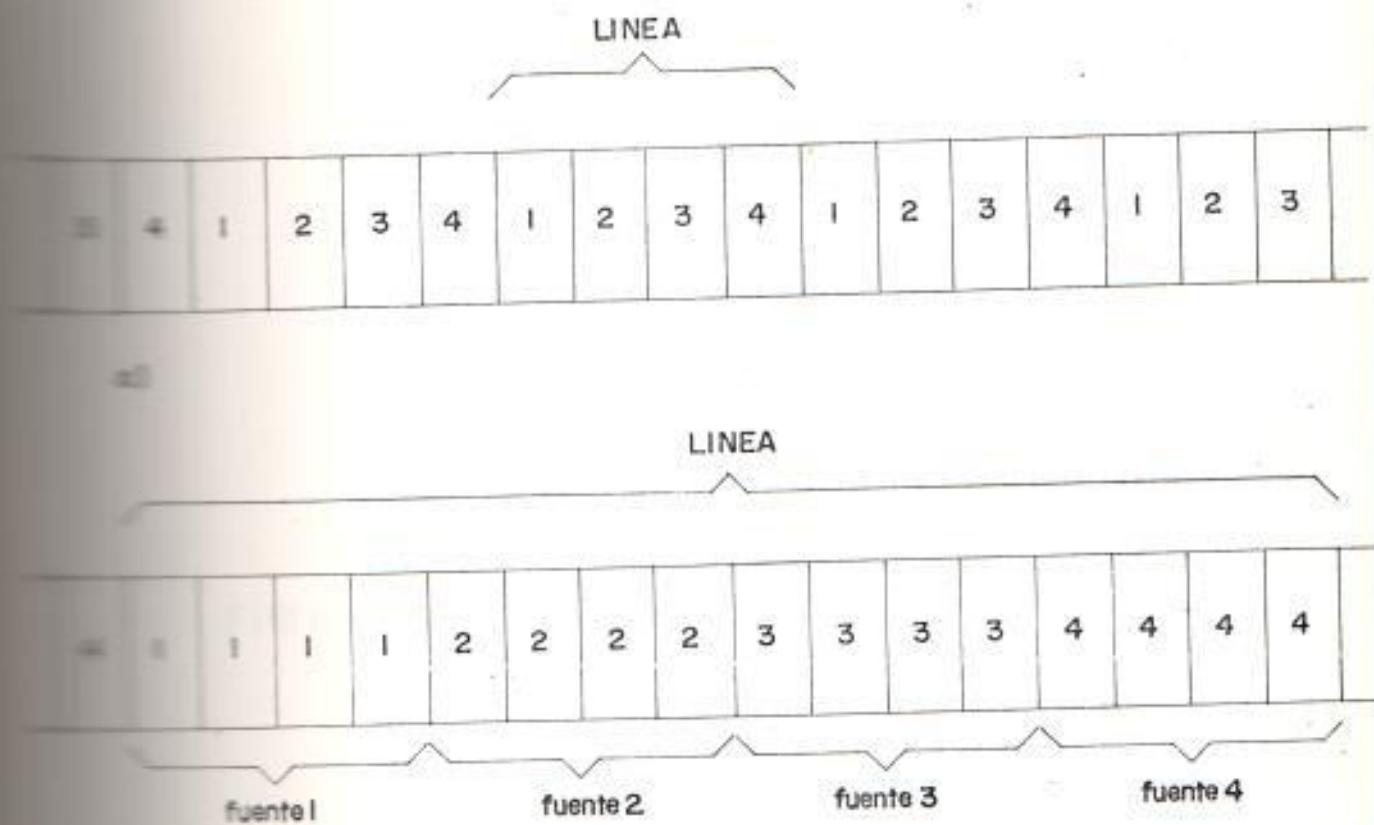


FIGURA 1.41.- MULTICANALIZACION POR INTERCALACION DE BITS A) Y DE PALABRAS B)

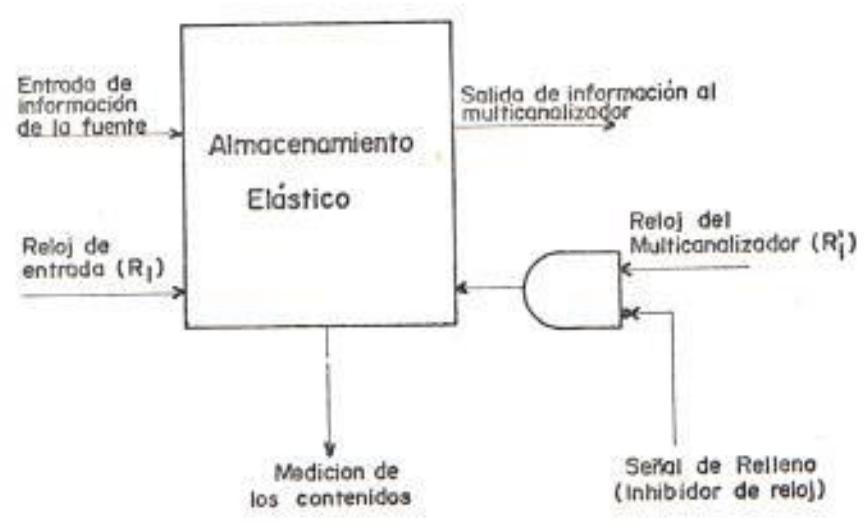


FIGURA 1.42.- ALMACENAMIENTO ELASTICO PARA RELLENO DE BITS [5]

formación R_1 variable, fluctúe alrededor de la frecuencia del reloj del multicanalizador R_1' . Cuando $R_1 > R_1'$, los datos se almacenan en la memoria y están listos para ser intercalados, al contrario si $R_1 < R_1'$ hasta que la información almacenada se agota, la señal de relleno inhibidora del reloj aparece y el bit correspondiente es substituido por una señal de relleno o "ausencia" de información. A continuación el multicanalizador da paso a la siguiente fuente. En la práctica la memoria no se agota, sólo cae por debajo de

un umbral especificado, y todo esto se conoce mediante una revisión periódica del contenido de la misma. Al otro lado de la línea el demulticanalizador ha de descifrar las señales ignorando los bits de relleno, para lo cual requerirá que exista alguna codificación previamente acordada.

Muchas de las terminales modernas de datos transmiten a una velocidad relativamente baja, como 75,110,150,300 y 1.200 bps. Con frecuencia transmiten símbolos alfanuméricos (letras del alfabeto, números decimales y signos de control) en forma de caracteres. La transmisión para estos equipos es asincrónica y cada caracter posee su correspondiente información de inicio y fin. Como es de esperarse el tamaño de la palabra varía para cada fuente dependiendo del código usado y del número de paridad y control (inicio y fin) que incluya. Se ha generalizado el uso de palabras de 10 bits divididos en: inicio (1), datos (7), paridad (1) y parada (1).

Como los datos son transmitidos a mayor velocidad de la que son recibidos, será necesario

poder almacenar algunos caracteres antes de iniciar la transmisión. Los bits de inicio y término son eliminados al ser almacenados y serán insertados luego en el demulticanalizador del extremo receptor. Junto a éstos caracteres asincrónicos también suelen enviarse hileras de datos sincrónicos, puesto que la comunicación entre las estaciones TDM se realiza de manera sincrónica. Es así que cada línea o grupo de datos que se transmiten cíclicamente debe ser identificada como tal y necesitan de señales de sincronismo. De perderse la sincronización de línea, las señales de datos no sufren mayor daño, puesto que la mayoría de los protocolos establecen una retransmisión si el mensajero fue recibido correctamente. Sin embargo, cuando se trata de señales de voz digitalizada la pérdida del sincronismo de línea es tolerable solamente cuando se reestablece muy rápidamente.

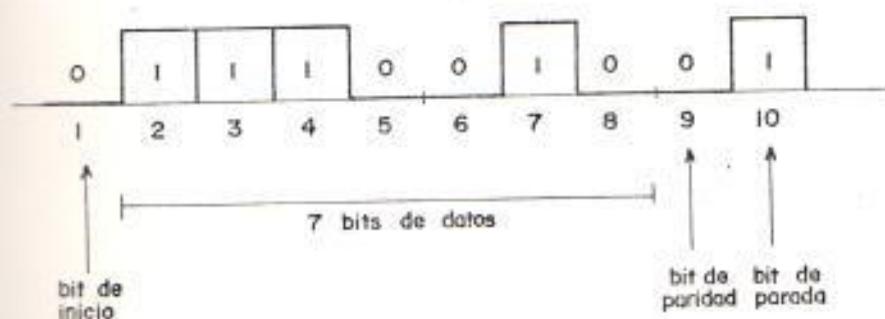


FIGURA 1.43.- CARACTER DE UNA TERMINAL ASINCRONICA QUE USA CODIGO ASCII 5

Cuando queremos usar la técnica TDM para transmitir señales de voz nos encontramos frente a un caso particular, por sus características. Primeramente, las fuentes de datos son señales analógicas, todas de la misma naturaleza y filtradas a un ancho de banda ya establecido a conveniencia. Los canales de voz, como veremos, entregan a intervalos palabras de 8 bits con un sentido conjunto. Esta es la razón por la cual en los niveles más bajos de multicanalización se usa la intercalación de palabras dando lugar a la existencia de líneas o estructuras. Más adelante en niveles superiores se intercalan bits uno tras otro porque la hilera ya no tiene significado de "bloque".

Los primeros en desarrollar un sistema de transmisión TDM para señales de voz fueron los de la compañía americana Bell System durante los años sesenta. El sistema tuvo acogida en los Estados Unidos, Canadá y Japón. El T1 como se lo llamó es la base para toda la jerarquía de circuitos TDM en el sistema de la

AT&T o "americano".

La señal de voz es muestreada a una frecuencia de 8 KHz y cada muestra convertida a una palabra de código de frecuencia de 8 bits, como la mayoría de los sistemas PCM de este tipo en todo el mundo.

En el sistema T1 se multicanalizan 24 canales de voz, en tanto que las recomendaciones posteriores del CCITT indican multicanalizadores de 30 señales de voz. Los sistemas de 30 canales han tenido aceptación en diversos lugares y su construcción e instalación sigue las recomendaciones del citado Comité. De esta manera por el temprano desarrollo del sistema T1 existen el mundo dos estándares de hecho. Para pesar de un

sistema a otro se requiere de interfaces adecuadas, aunque esto sólo tiene aplicación en telefonía internacional, puesto que un país no cambiará su infraestructura instalada de T1 al que recomienda el CCITT ni viceversa.

Para entender como funciona cada uno de los sistemas, es necesario conocer la estructura de la línea, posición de los canales, ubicación de sincronismo y la señalización que ha de enviarse (colgado, descolgado, dígito a marcar, etc.); así como la velocidad de transmisión. Para comenzar, ya que la frecuencia de muestreo es de 8000 Hz la duración de la línea será de 125 μ s. En este tiempo se transmitirán 8 bits por cada uno de los 24 canales, más un bit de sincronismo de línea. Total 193 bits en 125 μ s. Nuestra velocidad de transmisión será:

$$T1 = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{8000 \text{ Hz}} = 125 \mu\text{s}$$

$$(8 \times 24) + 1 = 193 \text{ bits}$$

$$V_t = \frac{193 \text{ bits}}{125 \mu\text{s}} = 1544000 \text{ bps} = 1.544 \text{ Mbps}$$

La sincronización de línea la proporciona una secuencia de doce bits formados por dos cadenas de seis, 101010 y 001110, intercaladas y ubicados siempre al inicio de las doce líneas correspondientes. El ciclo se repite cada doce. La señalización en cambio responde a señales cuyos cambios ocurren con mucho menos frecuencia que la voz y no necesitan transmitirse en todas las líneas. En la sexta y la décima segunda línea la señalización roba el bit menos significativo del mensaje e inserta su información. La secuencia de los bits de señalización aparece 1 cada 6 líneas, o sea que se transmiten a 1330 bps con las indicaciones de colgado descolgado, así como los pulsos de discado.

$$6 \times 125 \mu\text{s} = 750 \mu\text{seg}$$

$$\frac{10^6}{750} = 1333 \text{ bps}$$

Para llegar al segundo nivel de jerarquía se multicanalizan cuatro entradas de T1 a

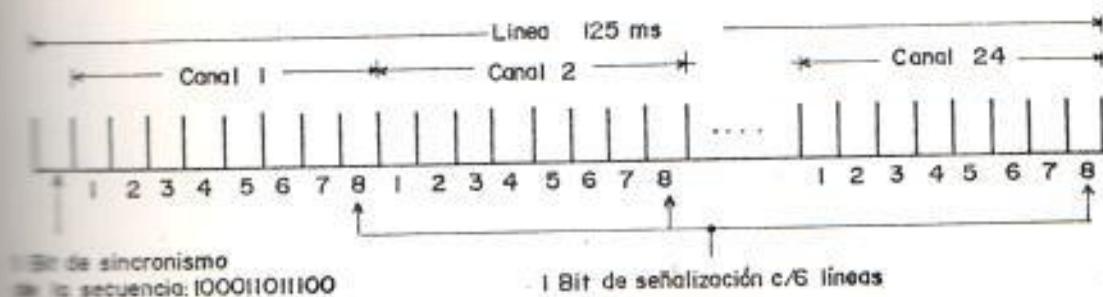


FIGURA 1.44.- ESTRUCTURA DE LA LINEA EN TDM DEL AT&T [1]

1.544 Mbps y así lograr una de 6.312 Mbps en el nivel T2. A continuación siete de éstas últimas multicanalizadas dan lugar a T3 con una salida de 44.736 Mbps, y finalmente con seis entradas tipo T3 se forma la última etapa a nivel de jerarquía, o sea T4 a 274.176 Mbs. Claro está que el sistema no excluye la posibilidad de ingresar en él a otras señales digitales que no provienen de voz, basta con que coincidan con la velocidad de entrada correspondiente, según el nivel en el cual ingresan. Nótese que a pesar de establecer un nivel de jerarquía la etapa T3 en los sistemas AT&T no ha sido realmente construida. Solamente se incluyen a T1, T2 y T4.

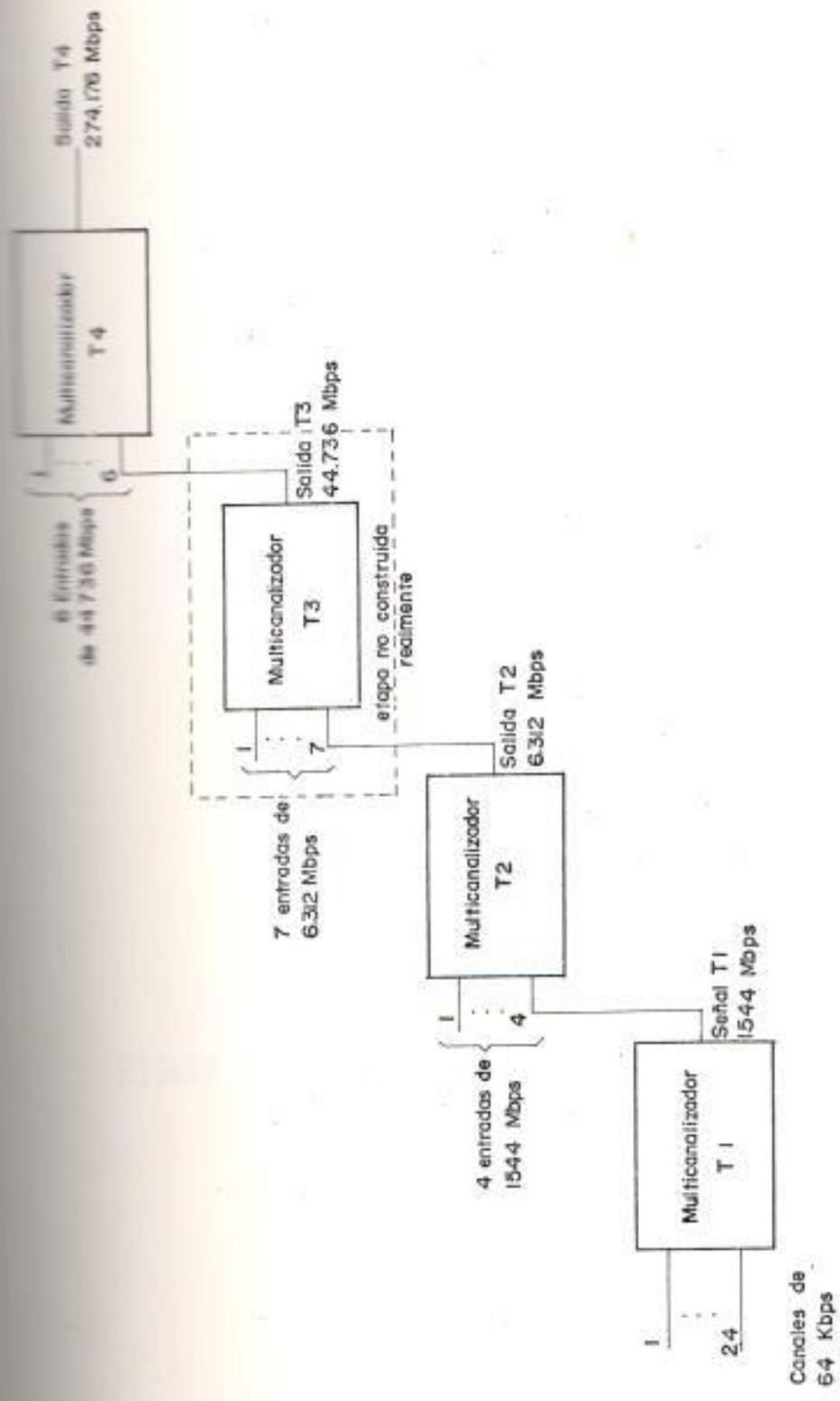


FIGURA 1.45.- JERARQUIA DIGITAL DEL SISTEMA AT&T [5]

En el sistema recomendado por CCITT conocido como sistema "europeo", la frecuencia de muestra también es de 8000 Hz y por tanto la duración de la línea es de 125 μ s. Solo que ahora se transmitirán 32 canales de 8 bits cada uno, numerado desde el 0 al 31. Treinta de dichos canales son dedicados a transmisión de voz (1-15 y 17-31) y los otros a sincronismo y señalización. El canal 0 de 8 bits lleva la información sobre situaciones de alarma, sincronismo y deja 2 bits libres para que el usuario le asigne la función que a bien tuviere.



FIGURA 1.46.- FORMADO DEL CCITT [5]

El canal 16 en cambio se transmiten las palabras de señalización de cada canal, dos por turno. Es decir que los cuatro primeros bits señalizan a un canal del 1 al 15 y los cuatro últimos a otro correspondiente al grupo 17 al

31. Las informaciones que comparte el canal de señalización forman los pares 1-17, 2-18, hasta 15-31 y la secuencia se repite. Para los teléfonos cuyos códigos numéricos son generados con tonos audibles, la transmisión de estos se hace por el canal de voz correspondiente y el resto de señalizaciones viajan por el canal común.

Así definido el formato CCITT tiene algunas ventajas sobre el sistema T1. Tiene mayor capacidad de canales de voz y al poseer más bits para sincronización de línea ésta corre menos riesgos de perderse porque el hecho de que aparezca una secuencia de bits similar aleatoriamente es menos probable. Además incluye señales de alarma que permiten un mejor control del sistema en operación. Al tener un canal dedicado a señalización no se le quita información a los canales de voz.

Sin embargo, esto último encierra una desventaja también, porque al agruparse las señalizaciones de todos los canales en uno sólo y sufrir daño éste, todos los canales se quedan sin señalización, y otra desventaja

31. Las informaciones que comparte el canal de señalización forman los pares 1-17, 2-18, hasta 15-31 y la secuencia se repite. Para los teléfonos cuyos códigos numéricos son generados con tonos audibles, la transmisión de estos se hace por el canal de voz correspondiente y el resto de señalizaciones viajan por el canal común.

Así definido el formato CCITT tiene algunas ventajas sobre el sistema T1. Tiene mayor capacidad de canales de voz y al poseer más bits para sincronización de línea ésta corre menos riesgos de perderse porque el hecho de que aparezca una secuencia de bits similar aleatoriamente es menos probable. Además incluye señales de alarma que permiten un mejor control del sistema en operación. Al tener un canal dedicado a señalización no se le quita información a los canales de voz.

Sin embargo, esto último encierra una desventaja también, porque al agruparse las señalizaciones de todos los canales en uno sólo y sufrir daño éste, todos los canales se quedan sin señalización, y otra desventaja

radica en que la velocidad de transmisión se aumenta:

$$32 \times 8 = 256 \text{ bits en } 125 \mu\text{s}$$

$$\frac{256 \text{ bits}}{125 \mu\text{s}} = 2.048 \text{ Mbps}$$

lo cual significa un aumento del 6% en relación al volumen de información que se maneja.

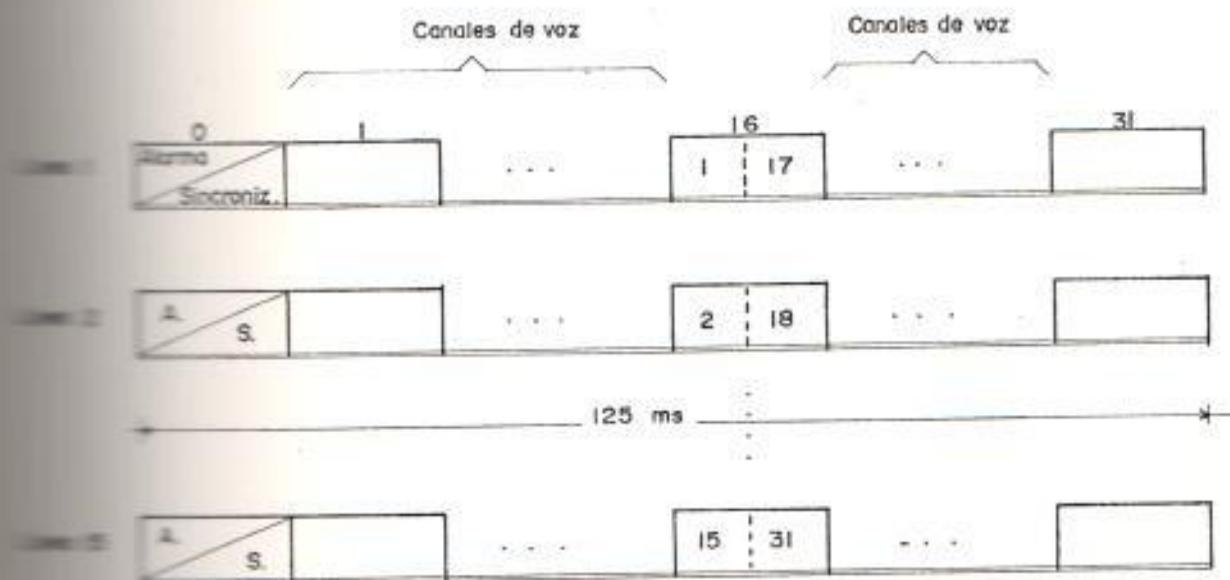


FIGURA 1.47.- ESTRUCTURA DEL SISTEMA TDM DEL CCITT PARA SENAL DE VOZ [1]

La estructura descrita corresponde al primer

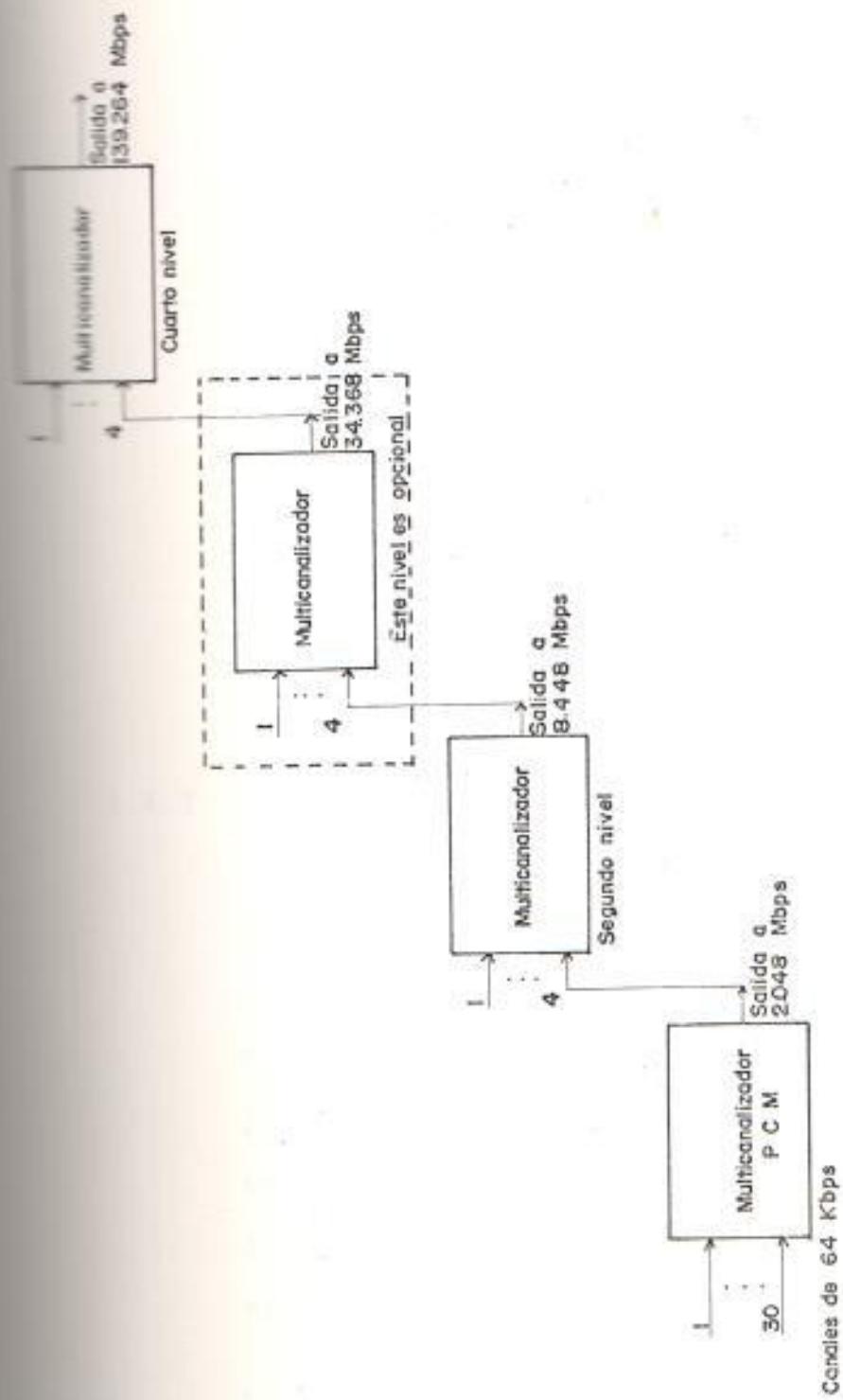


FIGURA 1.48.- JERARQUIA DIGITAL RECOMENDADA POR EL CCITT [5]

nivel de jerarquía para el sistema europeo. A partir de la señal de 2.048 Mbps la multicanalizaciones se hacen con cuatro entradas cada vez, aunque el tercer nivel es opcional. Puede entonces lograrse los 1920 canales en tres etapas pasando con diez y seis entradas de 8.448 Mbps a obtener la señal multicanalizada de 140 Mbps. Al igual que el sistema americano en éste también se puede canalizar señales digitales de origen diverso. Para ello bastará con que se ajuste a la velocidad y formato requerido cuando fuere del caso.

1.4.3 Ventajas y Desventajas.-

Con una visión bastante clara de ambos sistemas, el analógico usando FDM y el digital con TDM, es menester traer a relación las ventajas y desventajas que la innovación presenta con respecto al método tradicional. De acuerdo con ello podremos estar en condiciones de tomar la decisión correcta.

LAS VENTAJAS :

- Facilidad de multicanalización.-

Resulta de mucha ventaja como hemos visto, el poder transmitir las señales multiplexadas en una sola banda base. El sistema TDM permite una multicanalización sencilla de las señales. Claro que en FDM se logra ésto también, pero los equipos de FDM son más costosos, incluso tomando en cuenta la digitalización de las señales de voz. Pero la conversión D/A y A/D tiene lugar solamente en los primeros niveles y no en los demás. TDM resulta aún más barato comparativamente cuando incluimos los niveles superiores.

- Facilidad de señalización.-

Las informaciones sobre colgado, descolgado, dígitos de dirección, inserción de monedas y otras señales de control, son inherentemente digitales y los sistemas TDM están preparados de antemano para recibir las. Además con canal independiente o por robo de bits, el sistema no debe tratar de manera especial o distinta a la señaliza-

ción puesto que todo esta digitalizado. En contraste los sistemas analógicos requieren dar especial atención a las señales de control.

- Uso de tecnología moderna.-

Un multicanalizador digital para TDM está implementado básicamente con los mismos elementos que una computadora: puertas lógicas y memorias. El rápido desarrollo de la técnica de circuitos integrados ha llevado a la realización de circuitos de estado sólido dedicados a comunicación de datos con aplicación en las funciones principales del sistema. De esta forma el tamaño, el costo y la posibilidad de reparación mejoran considerablemente.

El buen rendimiento de los sistemas con circuito digital y su relativo bajo costo posibilitan que se use TDM en casos en los cuales por llegar a costo prohibitivos, la multicanalización analógica es desechada. Lógicamente que los beneficios de la tecnología moderna también abarcan a los circui

tos analógicos pero la fabricación de éstos resulta algo más difícil porque se necesita que mantengan un comportamiento lineal.

Otro avance de la tecnología es el uso de satélites y fibras ópticas. Los satélites han venido operando en FDM pero con lo difundido del TDM probablemente, en adelante los satélites sólo serán digitales. La fibra óptica en cambio encamina su uso a los sistemas digitales, pues son éstos los que aprovecharán mejor las posibilidades que ofrece.

Las señales digitales además pueden recibir un procesamiento digital que favorezca al sistema. Con el uso de este procesamiento una señal puede ser reproducida gracias a que los circuitos digitales son inmunes a las pequeñas imperfecciones parasitas que la señal pueda sufrir. Además el sistema mismo puede ser programado de acuerdo con las necesidades y aplicaciones que vaya a tener, cambiando algoritmos o parámetros guardados en memoria. Ciertamente, un procesador puede "atender" diversas señales almacenando resultados y turnándolas en

un ciclo predefinido. Dado que las entradas y salidas del procesador son datos, se puede establecer un chequeo automático del sistema para ver si responde a los patrones establecidos y así detectar más fácilmente las fallas. Queda claro que haciendo uso de las capacidades de la lógica digital los procesadores de señal digital logran que el sistema realice funciones que resultarían imprácticas o imposibles con implementación analógica, lo cual muestra gran versatilidad.

- Integración de transmisión y Switching.-

Tradicionalmente los sistemas de transmisión y switching se han tratado por separado como dos partes distintas de la red: planta externa y planta interna. En vista de la similitud entre las funciones de interconexión y multicanalización, los sistemas de TDM engloban en muchas ocasiones a la central de interconexión y se comportan como un todo uniforme. El primer nivel de multicanalización prácticamente desaparece y está presente solo en la periferia de

la red. Esta condición no sólo elimina mucho del equipo a usarse sino que también mejora la calidad de la señal de voz transmitida de punto a punto. Así la comunicación de larga distancia es igual de buena que una llamada local.

- Mejor operación con bajos niveles de señal/ruido y señal/interferencia.-

La presencia de ruido, en una comunicación de voz, es más notoria cuando la potencia de la señal transmitida disminuye. Estos instantes corresponden a los silencios dentro de una conversación. La técnica TDM transmite el mismo valor de potencia durante las pausas como cuando la conversación está presente, porque el silencio también se codifica en PCM. De esta forma las pausas no determinan los niveles máximos de ruido como en los circuitos analógicos. Para el caso de las interferencias o "cruce de líneas" el problema es más agudo en los momentos que un canal tiene una pausa y el causante de interferencia está en máxima potencia. Los sistemas digita-

les mantienen una potencia casi constante y por lo tanto lo anotado no ocurre. Más si la interferencia fuese muy alta ésta en torpecería la comunicación en el otro canal en forma de ruido aleatorio sin que la conversación pierda su privacidad.

- Regeneración de la señal.-

En los sistemas TDM las señales analógicas se digitalizan y pasan a ser información binaria, "1" ó "0". Dadas éstas dos posibilidades, la deformación de la señal en la transmisión es pequeña. Sin embargo se vuelve sencillo colocar en ciertos puntos de la red, cuando fuere necesario ciertos detectores de umbral que devuelvan a la señal sucia su forma original para asegurarnos que sea recibida sin distorsión. Por supuesto que la conversión A/D - D/A introduce alguna degradación.

- Se acomoda a otros servicios.-

Distinto tipo de señales pueden ser transmitidas por los sistemas TDM si éstos lucen

igual que la voz. Aquella condición la pueden cumplir con facilidad los equipos de computación y otros como el facsímil por ejemplo.

- Mejor monitoreo.-

Gracias a los canales de alarma, y a las verificaciones propias de los sistemas digitales como los bits de paridad o códigos de redundancia cíclica, por ejemplo, se puede tener una mejor información del compartamiento del sistema TDM.

- Facilidad para establecer códigos secretos

Para los usuarios que necesiten alta privacidad en sus comunicaciones será sencillo reordenar los bits de cada palabra de tal forma que sólo ellos puedan decodificarlo. Hacer esto en sistemas analógicos resulta muy complicado. Por lo antes mencionado el sistema TDM ha sido de interés militar.

LAS DESVENTAJAS :

- Aumento del ancho de banda.-

Aunque el hecho de tomar muestras de la señal y multicanalizarla en el tiempo no constituye en teoría un incremento en el ancho de banda; éste aparece con la digitalización. Pues por cada muestra aparecen 8 bits y además están los de señalización y sincronismo. El ancho de banda aumenta aproximadamente ocho veces. Para ciertas aplicaciones como la transmisión a través de una línea de alta velocidad, el aumento no representa demasiado perjuicio porque el ancho de banda está probablemente subutilizado. En sistemas de comunicación de larga distancia en cambio es preciso minimizarlo; de ahí que se usará la modulación que rinda mayores beneficios en tal sentido.

- Conversión analógico-digital.-

Para tratar con señales analógicas en un sistema digital se necesita de la conversión A/D y de vuelta en D/A. El costo que

ello implica y la degradación de la señal son inevitables en sistemas TDM. Sin embargo mientras más se usan las comunicaciones digitales menos necesarias serán las comunicaciones de voz, aunque estas no desaparezcan.

- Necesidad de sincronización.-

Cada vez que comunicamos una serie de datos de un lugar a otro necesitaremos un reloj o "tiempo" de referencia. Este reloj manejará todos los circuitos de control, lectura, de codificación, etc., y por tanto deberá ser muy confiable. Además deberá estar sincronizado con la llegada de los pulsos. El problema se vuelve notorio cuando estaciones geográficamente distantes se intercomunican. Un trabajo que incluye el establecer procedimientos de sincronización, se requiere antes de hacer funcionar al sistema.

- Multicanalización topológicamente restringida.-

Dentro de lo que se conoce como radiodifusión profesional el mayor uso de la multicanalización en frecuencia es aparentemente para los servicios de radio y T.V. El FDM facilita la distribución de la señal hacia receptores ubicados en gran variedad de lugares geográficos; con el solo hecho de filtrar y sintonizar la banda correspondiente. En TDM no sucede lo mismo ya que la llegada de información a un cierto punto requiere una adecuada sincronización especial para el mismo. La señal TDM introduce "retardos de guardia" entre canales, dedicados según la localización de R_x y T_x . Los transmisores FDM también introducen bandas de guardia entre canales pero no dependen de su posición geográfica. Por estas razones el TDM ha sido usado cuando todas las fuentes de información pueden ser concentradas en un solo multicanalizador que controle la sincronización e intervalos de seguridad. Por lo mismo, para transmisiones de satélite con TDM, éste deberá tener un complejo sistema de sincronización para que las estaciones en tierra logren recibir su señal "en tiempo".

- Incompatibilidad con el sistema analógico.-

Por ser distintos desde su origen, los sistemas digital y analógico no se adaptan naturalmente. Claro está que se puede usar los convertidores A/D y D/A pero esto reduce su eficiencia y aumenta el costo. Los sistemas TDM digitales deben en lo posible trabajar en situaciones en que todos los demás equipos involucrados también sean de naturaleza digital, minimizando el uso de convertidores.

CONCLUSION :

El beneficio de usar un sistema TDM es amplio como hemos visto. Pero no se obtienen gratis es decir, que algunas de las facilidades que brindaba el FDM van a desaparecer cuando operemos el cambio. Sin embargo, ha de ser necesario revisar con qué finalidad específica queremos aplicar nuestro proyecto y según ella cuál de las dos técnicas de multicanalización conviene.

CAPITULO II

ENLACES DE MICROONDA DIGITAL

En el Capítulo I estudiábamos las características de los sistemas de comunicación que se basan en tecnología digital, sin enfatizar el medio de transmisión a usarse. Decíamos que éste debería ser escogido adecuadamente de acuerdo a la finalidad específica del sistema. Para el caso nuestro las condiciones básicas son: los lugares que deseamos comunicar se encuentran geográficamente muy distantes, y, la cantidad de mensajes simultáneos que deseamos transmitir nos obliga a usar un grande ancho de banda. Dadas las citadas características nos inclinamos hacia el diseño de enlaces de radio en alta frecuencia. La manera en que se realiza la transferencia de energía, las dificultades que se presentan y ciertos requerimientos que debe cumplir la señal serán enfocadas para una mejor comprensión de los enlaces de microonda digital.

2.1 DESVANECIMIENTO DE LA SEÑAL.-

Cuando sintonizamos la radio, prendemos el televi-

sor o pedimos un radio taxi estamos entrando a sistemas de comunicación que por sus necesidades específicas utilizan al aire como nexo entre transmisión y recepción. Algo similar ocurre cuando hacemos una llamada telefónica de larga distancia, aunque la frecuencia usada esta ocasión es notablemente superior a las anteriores. ¿Cómo ocurre esta comunicación?

2.1.1 Irradiación de la señal.-

De ordinario, en un circuito eléctrico, las dimensiones de los inductores, capacitores, cables, conectores, etc., son pequeñas en comparación a la longitud de onda de la señal manejada. Cuando así sucede, casi la totalidad de la energía permanece en el circuito para realizar algún trabajo útil o ser disipada en forma de calor. Pero cuando el tamaño de los cables y componentes se vuelve apreciable comparado con la longitud de onda, algo de la energía escapa del circuito en forma de ondas electromagnéticas. Cuando el circuito está intencionalmente diseñado para dejar escapar la mayor parte de la energía, tenemos una antena.

Usualmente una antena es un pedazo de conductor recto o una combinación de ellos. El conductor es un alambre, o también una varilla o tubo delgado; siempre y cuando se mantenga la condición de que la sección del conductor sea pequeña comparada con su longitud.

La intensidad del campo electromagnético irradiado por una sección conductor que lleva una corriente de radio frecuencia depende de la cantidad de corriente que fluye. Esto es, que manteniendo el resto de valores constantes, la intensidad de campo es directamente proporcional a la corriente. Por tanto, será deseable hacer a la corriente tan grande como sea posible, para un valor dado de potencia. En cualquier circuito que contenga resistencia y reactancia, la corriente máxima existirá cuando el circuito se sintonice, es decir, que entre en resonancia con la frecuencia de operación. Por ello, para obtener la mayor transferencia de energía de medio, se usan antenas resonantes. Nótese que una antena es un circuito eléctrico con valores de resistencia, inductancia y capacitancia distribuídas, al cual se suele llamar circuito lineal.

La mínima longitud de un conductor resonante a una frecuencia dada será aquella que permita a una carga eléctrica desplazarse de un extremo a otro y de regreso en el tiempo de un período de la onda. Si la velocidad a la que viaja la carga es igual a la velocidad de la luz (c) la distancia que cubrirá en un período será:

$$v = \frac{\lambda}{T} \quad \frac{1}{T} = f \quad v = c \quad c = \lambda f$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.1)$$

λ : longitud de onda f : frecuencia de la onda

Dado que la carga recorre al conductor dos veces -ida y regreso-, lo más pequeño que puede ser éste es media longitud de onda $\lambda/2$. La determinación de esta medida se comprende mejor con el ejemplo siguiente. Imaginemos un canaleta limitado en sus extremos. Si una pelota de goma es lanzada desde un extremo, recorre el canaleta, choca en el otro extremo y regresa, vuelve a rebotar y así continúa hasta que la energía que le fue comu

nicada al inicio se disipe por completo. Pero si logramos de alguna manera darle un nuevo impulso cada vez que regresa al primer extremo, el movimiento ha de mantenerse indefinidamente. Por cierto que los impulsos deben llegar "en tiempo" para lograr el objetivo. Dicho de otra manera, la frecuencia de los impulsos debe ajustarse para un determinado recorrido y longitud del canaleta. Y en caso de que la frecuencia de los impulsos y la velocidad de la pelota estuvieran previamente determinados, será necesario escoger una longitud específica para el canaleta.

En el caso de la antena la velocidad es escencialmente constante, de lo cual se derivan dos opciones: ajustar la frecuencia al tamaño de la antena, o dada una frecuencia tal, construir la antena del tamaño adecuado. Esta última es la usada en la práctica. Aceptamos entonces que una vez ajustados los valores nuestra carga se trasladará en el conductor siendo reflejada en cada extremo tal como rebotaba la pelota en el canaleta. No obstante, excitada la antena con una onda de radio frecuencia no existe solo una carga sino

una alimentación constante de energía que va
ría en voltaje de acuerdo con una señal senoi
dal. Así esta serie de cargas en movimiento
dan lugar a una corriente. Cuando una carga
llega hasta el extremo y se refleja tenemos
en el mismo punto dos corrientes, de la carg
a incidente y reflejada, de sentido contrar
io y prácticamente iguales en magnitud. La
corriente resultante será entonces cero. Se
guro que en otro punto del conductor la res-
ta también se realiza pero al operarse entre
dos cargas excitadas a diferente tiempo, por-
tanto con valores distintos, un valor de co-
rriente existe. La corriente resultante ten-
drá un valor máximo cuando las cargas involu-
cradas hayan sido excitadas con una diferen-
cia de medio período, esto es, a $\lambda/4$ del ex-
tremo del conductor. Al alejarnos más del
extremo la resultante disminuye hasta llegar
a cero en el otro extremo.

Queda establecida entonces una distribución
de corriente en la antena, que representa una
onda estacionaria, cuyo valor instantáneo en
cada punto varía de forma sinusoidal de acuerd
o con la frecuencia aplicada, mientras que

la amplitud para cada punto mantiene una forma de seno con su máximo en el centro. La distribución del voltaje en cambio establece máximos donde la corriente se anula, porque las cargas sumadas son iguales; y mínimas donde la corriente alcanza su mayor valor, debido a que se suman cargas opuestas. El voltaje también varía en el tiempo como una onda estacionaria.

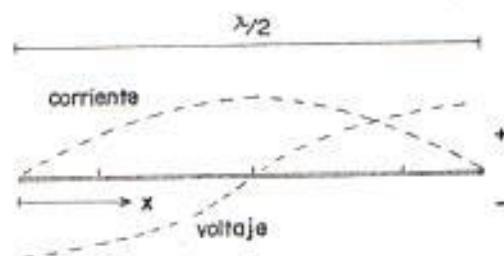


FIGURA 2.1.- DISTRIBUCION DE CORRIENTE Y VOLTAJE EN UNA ANTENA RESONANTE ⁶

$$L = \lambda/2$$

El número de semiperíodos de onda estacionaria, nodo, vientre, nodo, presentes en el conductor será igual al número de longitudes de onda que mida la antena, multiplicado por dos. Vale decir, tantas como medias longitudes de onda mida la antena. Así, si mide $2(\frac{\lambda}{2})$ habrá; 2 semiperíodos, si mide $3(\frac{\lambda}{2})$ habrá 3; etc. Estas antenas mayores cuya longitud

es un múltiplo de $\lambda/2$ también resonará a la frecuencia dada. Para estos casos decimos que resuenan armónicamente, o que trabajan en segunda armónica, tercera armónica y así sucesivamente. La distribución de corriente en una antena armónica varía también de acuerdo al punto donde se alimenta la señal.

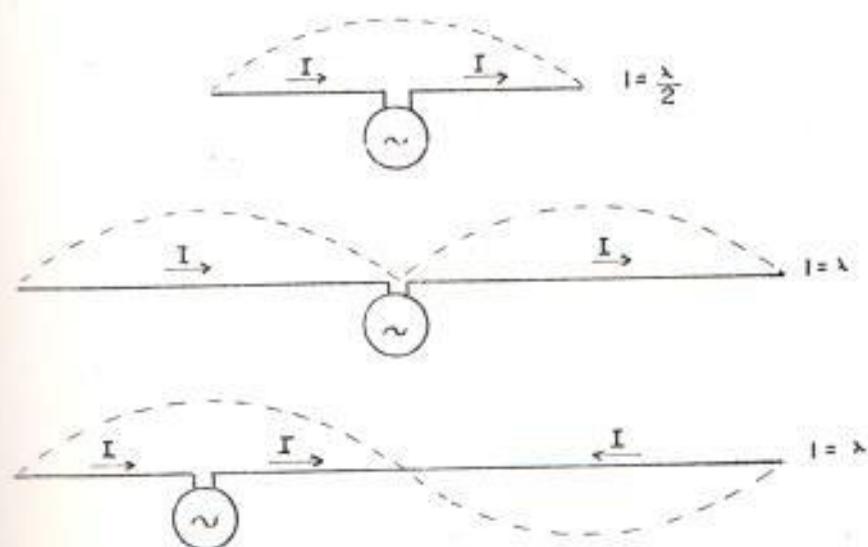


FIGURA 2.2.- DISTRIBUCION DE CORRIENTE SEGUN EL PUNTO DE ALIMENTACION [5]

Como es de suponerse, los cambios en la medida de la antena, y la forma en que es alimentada

tada de señal harán variar la forma en que ésta deja escapar energía. Es decir que la irradiación de energía que se produce en la antena es diferente en cada caso, pues una antena responde de determinada manera a determinada frecuencia. El modo en que una antena distribuye la energía que irradia al espacio se denomina patrón de irradiación.

Para estudiar el concepto del patrón de irradiación definimos dos antenas imaginarias. Primero la antena isotrópica que posee como característica el hecho de irradiar energía por igual en todas direcciones, y por tanto su patrón de irradiación es una esfera; y segundo un dipolo elemental, o elemento de corriente de longitud mucho menor que $\lambda/2$. Se puede demostrar que este dipolo elemental tiene la característica omnidireccional en el plano perpendicular a la dirección de la corriente, mientras que en un plano que contenga al eje del dipolo la intensidad de campo es máxima cuando forma ángulo recto con éste y disminuye al acercarse a la dirección dada por él mismo. Queda entonces como dos circunferencias tangentes entre sí donde la

tangente en dicho punto es la dirección de la corriente.

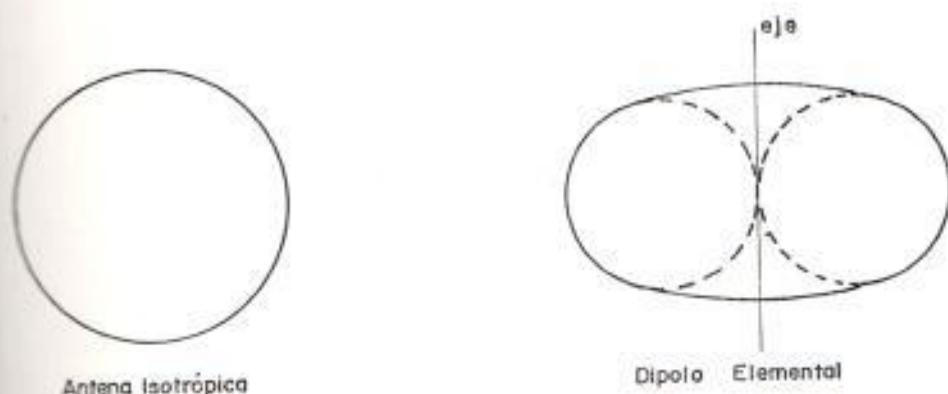


FIGURA 2.3.- PATRONES DE IRRADIACION [6]

La irradiación de energía no es uniforme para el dipolo elemental porque existe una determinada dirección de corriente. Esta idea no es nueva si recordamos lo que sucede con los campos eléctricos y magnéticos en la cercanía de un conductor. Si calculamos el patrón de irradiación de una antena resonante de media longitud de onda, podemos suponer a éste como una sucesión de dipolos elementales, cada uno con distinto valor de corriente. La suma total nos da un patrón de irra-

diación omnidireccional en el plano perpendicular a la corriente al igual que el dipolo elemental, y en un plano que contiene al eje es como muestra la Figura 2.4.

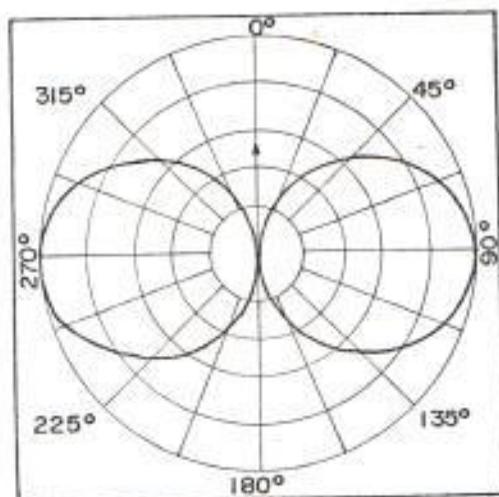


FIGURA 2.4.- PATRON DE IRRADIACION DE UN DIPOLO $l = \lambda/2$ EN LA DIRECCION \vec{E} [6]

Como se pudo ver, al aumentar el tamaño de la antena, del dipolo elemental hasta $\lambda/2$ se verifica una mayor concentración en la irradiación de la energía. Si trabajamos ahora con antenas resonantes, veremos que la distribución de energía da lugar a más lóbulos y "nulls" o puntos de cero irradiación. Se denomina lóbulo principal al mayor de ellos y al resto lóbulos secundarios. Por otra parte si colocamos dos o más antenas cercanas y

las alimentamos con la misma señal, la irradiación total será la suma de las irradiaciones de las antenas componentes del arreglo. Así, el patrón de irradiación del arreglo será la suma de los patrones de irradiación de cada antena, tomando en cuenta su posición en el espacio y cualquier retardo en la fase de la señal alimentada a la misma. De ahí que combinando los factores de tamaño, número, posición de las antenas y fase de la señal alimentada puede lograrse el patrón de irradiación deseado. En ciertos arreglos más complejos, se utilizan elementos conductores que no son alimentados directamente de señal pero que sirven como reflectores o directores según la posición que ocupen. El mismo efecto produce la superficie terrestre cuando la distancia entre ésta y la antena es del orden de λ , lo cual ocurre para frecuencias medias y altas.

Ya hemos visto que todas las antenas, incluso las más simples concentran la energía en determinadas direcciones, en tanto que en otras casi no irradian. La intensidad de campo electromagnético irradiado por la antena

no es igual en todas las direcciones. Esta propiedad de las antenas se denomina directividad (ó direccionalidad) y se expresa cuantitativamente dividiendo la intensidad de campo que irradia una antena en una determinada dirección, para la que irradiaría una antena isotrópica que se alimente con la misma potencia. Es decir, la potencia en una dirección determinada para la potencia promedio. Sabemos que la antena isotrópica irradia su potencia por igual a todas las direcciones.

$$D = \frac{P}{P} \quad (2.2)$$

La directividad es entonces una característica numérica de la antena en función de la dirección en cuestión. Para representarla se suele trazar los diagramas de direccionalidad en los planos perpendiculares y conteniendo al eje de la antena. Similar a ésta es la ganancia de la antena que involucra además la pérdida de potencia que puede existir en la antena y por tanto incluye un valor que representa algo como la eficiencia de la antena.

$$G = k \frac{P}{P} = kD \quad (2.3)$$

Cuando la ganancia está referida a una antena isotrópica, es necesario calcularla matemáticamente puesto que el concepto citado no existe en la realidad. Cuando se prueba una antena las mediciones se comparan con una antena de media longitud de onda. En muchas ocasiones se expresa la ganancia en decibelios los que se obtienen de la siguiente manera:

$$G \text{ [dB]} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (2.4)$$

La antena como elemento pasivo, no puede entregar energía, pero es capaz de concentrarla y difundirla al espacio. El escoger una antena con las características adecuadas de directividad y ganancia es tarea crucial en el diseño de radio enlaces.

2.1.2 El fenómeno de la propagación.-

Una vez que tenemos nuestra señal irradiada

por la antena al espacio, se inicia el viaje hacia el punto de destino, el cual sucede por el fenómeno de la propagación. Cuando una onda electromagnética es generada desde un punto en el espacio libre, ésta se expandirá en todas direcciones, dando lugar a esferas concéntricas en continuo crecimiento. La velocidad a la que se expanden estas esferas es la de la luz, ya que ella no es sino una onda electromagnética. En el vacío la luz viaja a 299'793.077 metros por segundo. Para cálculos normales solemos expresarlo como 3×10^8 m/s. El camino seguido por la onda desde el punto de origen y uno cualquiera de la esfera es siempre una línea recta -el radio de la esfera-.

Es obvio que en corto tiempo dicha esfera creciente se haya vuelto muy grande, y ciertamente aparecerá a un observador como una superficie plana. De la misma forma como la superficie de la tierra nos parece plana aún siendo esférica. Una onda que se ha alejado de su fuente lo suficiente como para parecer lisa, se denomina onda plana. Las ondas de radio con las que trataremos son de este tipo, al menos cuando se han alejado un poco de

la antena transmisora. Una representación gráfica de las líneas de campo eléctrico y magnético en una onda plana se muestra en la Figura 2.5. El plano que contiene al reticulado de líneas de campo es un frente de onda y la dirección en que viaja la onda es perpendicular a éste, en la dirección que indica el vector de Pointing (\vec{s}).

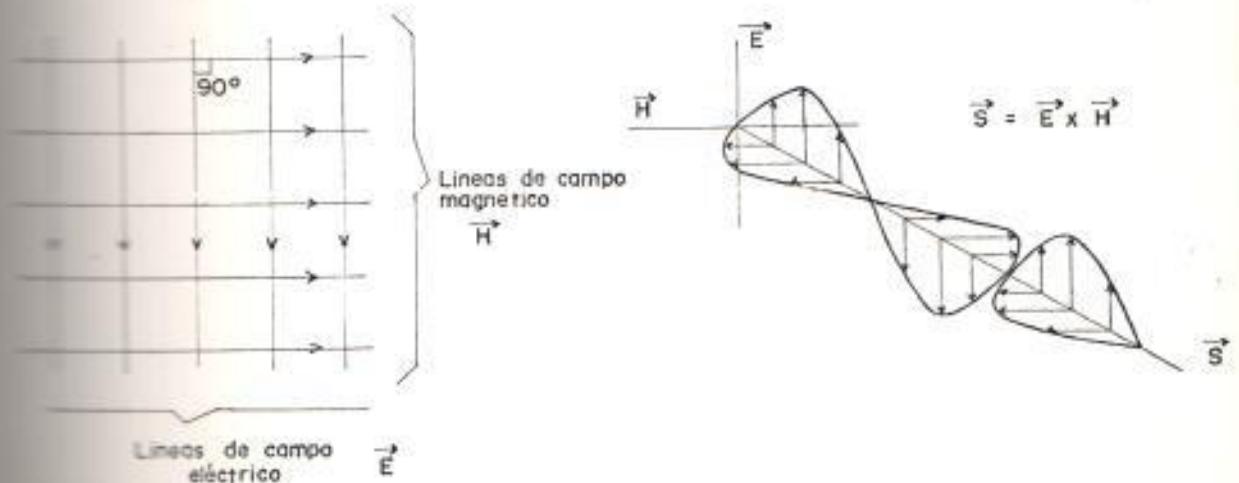


FIGURA 2.5.- ONDA ELECTROMAGNETICA PLANA

Cuando la onda viaja en cualquier otro medio distinto del vacío su velocidad no es de 3×10^8 m/s sino algo menor. La disminución de la velocidad dependerá de la substancia o medio en el que la onda viaje; básicamente de su permeabilidad magnética y constante dieléct

trica. Si el medio es aire la reducción es tan pequeña que podemos ignorarla, pero en otros materiales aislantes generalmente la reducción es mucho mayor. En agua destilada por ejemplo, las ondas electromagnéticas viajan a $1/9$ de su velocidad en el vacío. En los buenos conductores como los metales la velocidad es tan baja que los campos opuestos que se presentan por las corrientes inducidas prácticamente anulan la onda original.

Debido a que las ondas de radio viajan muy rápidamente, fácilmente caemos en el error de ignorar el tiempo transcurrido en que ésta se mueva de un lugar a otro. A pesar de que a una onda electromagnética le toma solo $\frac{1}{7}$ seg. en dar la vuelta a la tierra, existen consideraciones que hacen importante tomar en cuenta al parámetro tiempo. Denominamos ondas de radio a aquellas ondas electromagnéticas cuyas frecuencias están entre decenas de miles de Hz. hasta millones de veces esta cifra. Escojamos para el ejemplo una frecuencia de 30 MHz = 30'000.000 Hz. Uno solo de los ciclos o períodos será cumplido en $1/30'000.000$ seg, y ya que la onda viaja a

3×10^8 m/s, quiere decir que en un ciclo, la señal habrá viajado sólo 10 m. Luego de otro ciclo avanzará 10 m más. Por tanto, el campo que se encuentra a 10m de la antena fue causada por una corriente que tenía en la antena un período de tiempo antes, el que esté a 20 m fue causado por otra corriente que tenía en la antena dos períodos de tiempo antes; y así sucesivamente.

Ahora bien, si los períodos no son otra cosa que repeticiones similares una tras de la otra, la corriente en instantes correspondientes de distintos períodos será idéntica y el campo generado por ésta será igual también. A medida que el campo avanza su energía se distribuye en superficies cada vez mayores, así que su amplitud decrece; pero conserva su identidad con respecto al instante del período en que fue generado. Es así que la fase de la esfera en expansión se conserva constante en su recorrido, de lo cual se desprende que cada 10 m (para el ejemplo) medidos desde la antena la fase de la onda será la misma para cualquier instante dado. Lo anterior nos ayuda a afirmar ciertos conceptos. Frente de onda será el conjunto de puntos don

de el campo irradiado tiene la misma fase, y longitud de onda es la distancia que separa a dos frentes de onda de fases iguales en un instante dado.

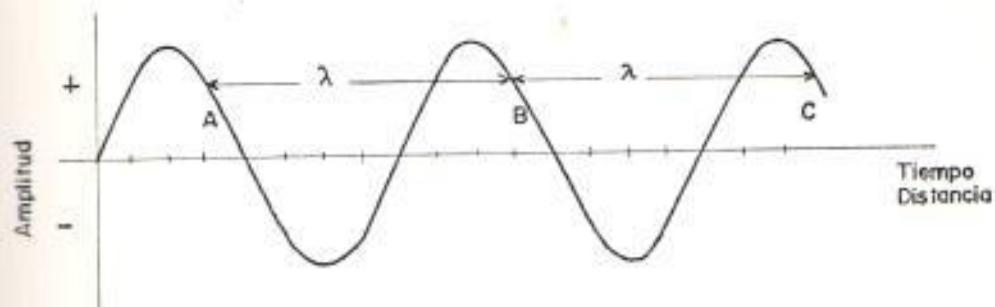


FIGURA 2.6.- FASE DE UNA ONDA ELECTROMAGNETICA [6]

En la onda electromagnética la amplitud de los campos (eléctrico y magnético) varía sinusoidalmente en el tiempo y la distancia, a medida que se propaga en el espacio. Los puntos A, B y C de la Figura 2.6 tienen la misma fase, pues representan instantes correspondientes en períodos distintos. Básicamente fase significa tiempo e implica que estamos usando al período como unidad, v.g. las 15h40 de ayer corresponden a las 15h40 de hoy. Por otra parte, ya que la onda se propaga con velocidad constante, la distancia de A hasta B es igual a una longitud de onda.

Los campos que forman la onda de radio, el eléctrico y el magnético, pueden existir aun donde no hay materia; o dicho de otra forma en cualquier parte donde los valores de permitividad dieléctrica y permeabilidad magnética sean finitos y distintos de cero. Siendo así, la onda electromagnética es autosustentada, pues una variación en el campo eléctrico induce a otra en el campo magnético y viceversa, como puede verificarse con las ecuaciones de Maxwell. Pero estas particularidades no la hacen esencialmente distinta de cualquier otro fenómeno ondulatorio; así pues, se atenúa, se refleja, y se difracta, incluso puede darse interferencia en varias. Sin embargo la onda electromagnética puede estar o no polarizada. Una onda polarizada es aquella cuyas líneas de campo eléctrico mantienen una dirección determinada. En radio comunicación se usa muy frecuentemente las polarizaciones, vertical cuando las líneas de campo eléctrico son perpendiculares a la superficie de la tierra, y horizontal cuando la condición es de paralelismo. Combinaciones de ambas dan como resultado polarizaciones circular o elíptica por ejemplo. El tipo de polarización usado

influye en el comportamiento de la onda durante la propagación, pero a medida que aumenta la frecuencia portadora utilizada dicha influencia disminuye considerablemente. Aun así, en las frecuencias super altas (SHF), de 3GHz a 30 GHz las antenas de transmisión y recepción deben estar ambas dispuestas para el mismo tipo de polarización.

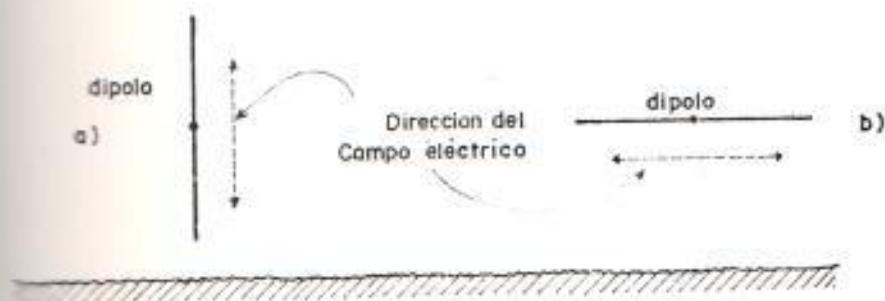


FIGURA 2.7.- TIPOS DE POLARIZACION [6]
 A) VERTICAL
 B) HORIZONTAL

2.1.3 Comportamiento en SHF.-

La presencia de la tierra afecta a la propagación de las ondas electromagnéticas, de diferentes maneras, dependiendo principalmen

te de la longitud de onda de la señal que de sea transmitirse. Si nos planteáramos las ecuaciones electrodinámicas que modelan la propagación de ondas de radio e incluyéramos en nuestro análisis las condiciones de fronteras que representan la influencia de la tierra, encontraríamos que la polarización, la refracción, la reflexión y la dispersión están presentes siempre, pero toman valores significativos o despreciables según varía el valor de frecuencia utilizada. Por tanto, podemos caracterizar a la propagación en un determinado rango de frecuencias, por su modo más significativo. Luego cuando fuere necesario para un caso particular que se encuentre en los límites de algún rango establecido, han de tomarse en cuenta los modos que pueden darse, pesándolos respectivamente.

Para frecuencias bajas y medias, es decir ondas kilométricas, la distancia que separa la superficie de la Tierra y la ionosfera (65km) es de unas cuantas longitudes de onda y el espacio intermedio actúa como una especie de "ducto". Así el modo dominante consiste en lo que se conoce como onda superficial, que

es una onda que viaja siempre en contacto con la superficie terrestre. En estas circunstancias la polarización está forzada a ser vertical, pues como sabemos la tierra se comporta como un buen conductor y las líneas de campo resultan perpendiculares a su superficie. Claro está que existirá cierta inclinación pero mayor será la similitud a la perpendicular mientras mayor la conductividad del terreno, esto es, en aquellas superficies que absorben menos energía de la onda.

La componente de onda superficial, que disminuye rápidamente en intensidad al aumentar la distancia pierde significación a medida que aumenta la frecuencia. Así el rango típico de la onda superficial para una frecuencia de 30 MHz se ha reducido hasta 15 Km aproximadamente. Lo cual quiere decir que las estaciones de radio AM (530 - 1600 KHz) preferirán las frecuencias bajas de la banda, pues así pueden obtener resultados favorables aun con menos potencia en sus transmisores, más aún cuando trabajen sobre terrenos de alta conductividad.

Si aumentamos la frecuencia y llegamos hasta

la banda de HF, onda corta, la ionosfera está eléctricamente más lejos de la superficie de la tierra y se comporta como una simple capa reflectora. Sin embargo lo que sucede en la ionosfera no es precisamente una reflexión sino una refracción continua que desvía a la onda lo suficiente como para hacerla volver a la tierra. Esto es posible gracias a las características de la ionosfera, en la cual existe grande concentración de iones y electrones libres, en un medio tan enrarecido que no los fuerza recombinarse. Recordemos lo que le sucede a la luz al viajar de un medio a otro con distinto índice de refracción. La variación de velocidad hace que el rayo de luz se "quiebre", tal como ocurre con el lápiz introducido en un vaso de agua. Por cierto este cambio brusco en la dirección del rayo se debe a que existe una bien definida frontera entre los dos medios. En la ionosfera la onda de radio sufre pequeñas desviaciones, una tras de otra, debidas a que el índice de refracción varía con la altura, y al no estar definidas las fronteras, la onda describe una curva y termina por regresar a tierra aparentemente reflejada.

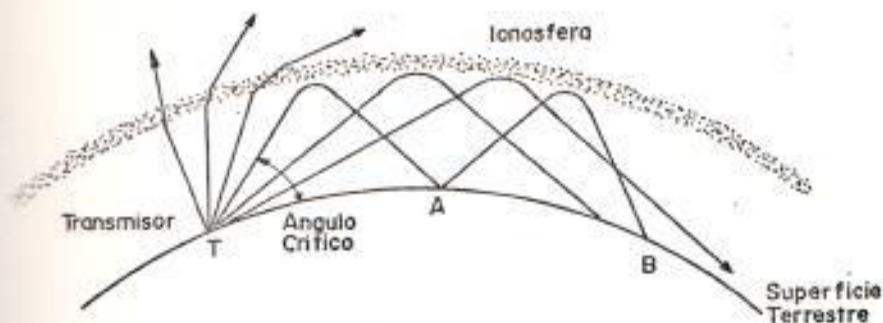


FIGURA 2.8.- PROPAGACION IONOSFERICA [6]

Ciertamente la mayor o menor desviación de la onda en la ionosfera depende de la intensidad de ionización y de la longitud de onda. A mayor ionización, mayor curvatura a una frecuencia dada; o de otra forma, para un cierto grado de ionización, la desviación será mayor a medida que la frecuencia disminuye. Si jugamos con el tercer factor, esto es, con el ángulo de salida de la onda, podremos tener una onda entrando perpendicularmente a la ionosfera que regresa a tierra porque la intensidad de ionización es suficientemente alta y su frecuencia suficientemente baja. Pero si aumentamos la frecuencia o disminuye la ionización se podrá llegar a la condición eventual de que los rayos no regresen a tierra aunque la onda abandone la antena transmisora con el

menor ángulo posible. La Figura 2.8 muestra una condición intermedia simplificada considerando el efecto de una sola capa ionizada.

Nótese que tal como muestra el dibujo la capa ionizada no es capaz de desviar suficientemente la onda para ángulos de salida muy cercanos a 90° . A medida que éste disminuye alcanzamos el ángulo crítico, máximo valor del ángulo de salida para el cual ya existe retorno a tierra. De ahí en adelante si seguimos disminuyendo el ángulo la onda será siempre "reflejada" pero su destino estará cada vez más alejado del transmisor. Uno de los conceptos importantes es el de la distancia de silencio, igual a la distancia que separa al transmisor del punto de destino de la onda para el ángulo crítico. Es la mínima distancia a la que puede ser "escuchada" la onda en su componente de onda ionosférica. Vale recordar también que la refracción ionosférica suele cambiar la polarización de la onda convirtiéndola en elíptica. Como vemos la onda ionosférica es ideal para la transmisión de radio a largas distancias.

Si seguimos aumentando la frecuencia de operación hasta llegar a VHF y superiores, la atmósfera se vuelve transparente a la onda, la cual la atraviesa sin dificultad. Por lógica entonces la direccionalidad de las antenas empieza a tener mayor importancia, pues será necesario apuntar la comunicación de un lugar a otro. Consecuentemente con lo tratado anteriormente, esta característica se asentúa al aumentar la frecuencia. Decimos entonces que tenemos comunicación por línea de vista. Sin embargo la onda electromagnética no ha perdido su capacidad de difractarse y refractarse. Lo primero ocurrirá solamente para obstáculos conmensurables con su longitud de onda, o de lo contrario tendremos una "sombra" similar a la que produce la luz. Y lo segundo, dado que este tipo de propagación sucede en la troposfera, estará regido por las condiciones meteorológicas que determinarán variaciones del índice de refracción. Además el clima afectará atenuando la señal según las condiciones existentes.

El esquema general de la propagación en la troposfera incluye entonces tres casos: la onda directa, es decir aquella deseable que

recorre una línea recta entre antena transmisor y receptora, la onda reflejada, aquella que dirigiéndose con cierta inclinación hacia tierra, rebota y va a parar a la antena receptora, considerada como indeseable; y la dispersión de onda, que establece comunicación entre dos puntos fuera del alcance de la línea recta gracias a refracciones y difracciones en un determinado trayecto, de la misma manera que ocurre con la luz cuando los lugares de sombra no son totalmente oscuros. Un caso particular, es el de los ductos atmosféricos; éstos se producen cuando en la zona tropical capas adyacentes de aire, sobre el océano especialmente, tienen diferentes temperaturas y se comportan como guías de onda que transportan a la onda grandes distancias. Sin embargo la comunicación en VHF, donde tiene lugar este fenómeno, no puede cifrar predicciones confiables para la propagación en ductos atmosféricos y por ello es usada básicamente por radioaficionados gustosos de experimentar.

Uno de los conceptos físicos que empieza a tener trascendencia cuando tratamos con comuni-

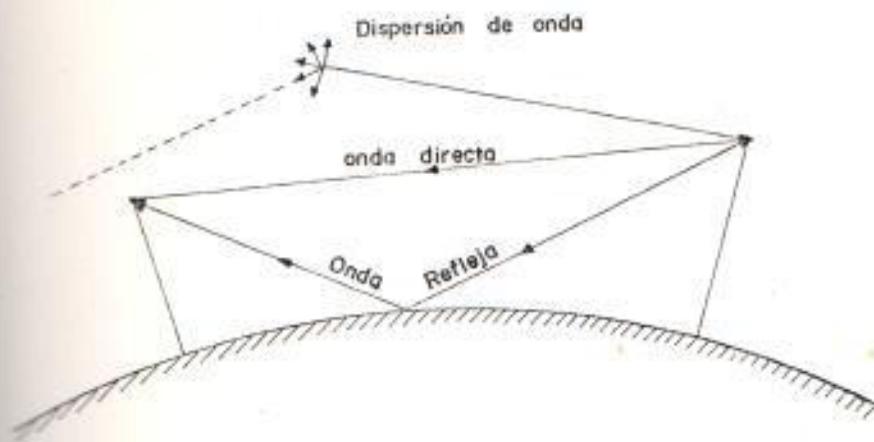


FIGURA 2.3.- PROPAGACION EN VHF Y SUPERIORES [7]

cación de radio usando onda espacial (tróposférica) es el principio de Huygens y su aplicación en las zonas de Fresnel. Relievando éstos mayor importancia mientras mayor sea la frecuencia usada. Como su nombre lo indica la propagación por línea de vista es aquella que se parece al modo en que la luz se propaga; dado que la luz es una onda electromagnética de muy alta frecuencia el razonamiento anterior tiene sentido lógico. El cálculo de las zonas de Fresnel es sumamente útil para determinar la "visibilidad" de un radio enlace, asunto que se vuelve crucial para nuestro interés en SHF.

Supongamos una antena transmisora T emitiendo

una onda electromagnética que se propaga al espacio en un siempre creciente frente de onda. El principio de Huygens establece que cada punto de un frente de onda primario, se convierte o actúa como una nueva fuente de radiación. Las radiaciones secundarias de todos los elementos del frente de onda original se suman para formar un nuevo frente de onda, cuyos elementos irradiarán nuevamente y así sucesivamente. Este patrón repetido indefinidamente produce una intensidad de campo en el receptor R, igual a la suma vectorial de todas las contribuciones de los pequeños puntos radiantes a los que dió lugar la antena transmisora.

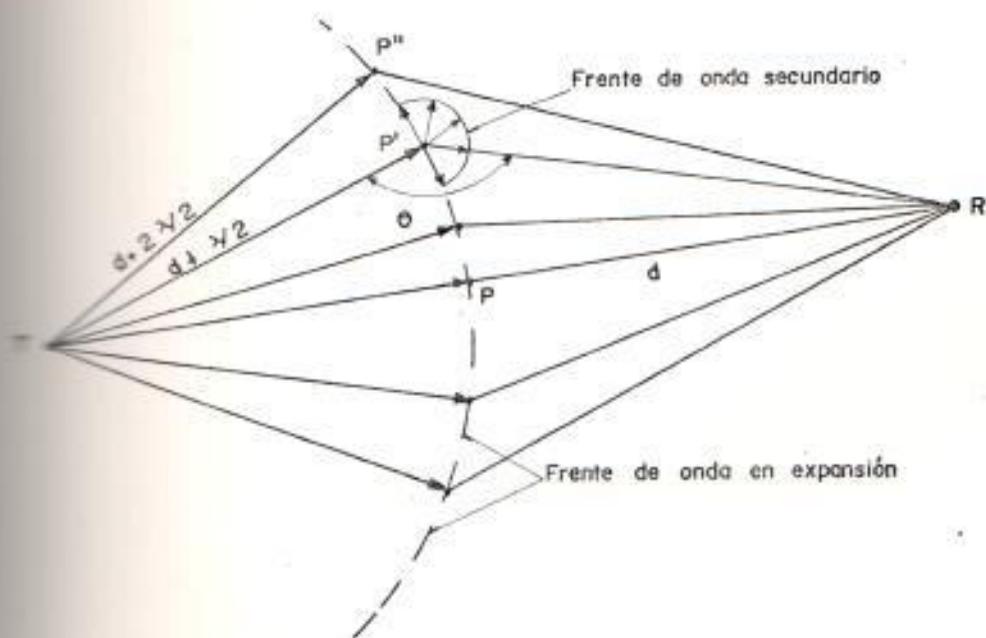


FIGURA 2.10.- PRINCIPIO DE HUYGENS [7]

Como se puede ver en la Figura 2 .10, no toda la energía irradiada desde P' alcanza al receptor R, eso dependerá de la posición de P' en el frente de onda original, es decir del ángulo θ . Para el caso de mínimo recorrido igual a d tenemos un valor de $\theta = 180^\circ$; para los otros valores de θ , la distancia será ir incrementando y las contribuciones de los elementos del frente de onda serán menores. Así P tiene mayor contribución que P' y éste mayor que P'', para la figura. Si nos fijamos un poco más, notaremos que la energía irradiada desde P' llegará a R después que la irradiada desde P y antes que la que proviene de P''. Si la distancia de la ruta seguida por la onda a través de P' es $\lambda/2$ mayor que d, entonces las señales desde P y P' llegarán desfasadas 180° y se cancelarán, y si aumentamos la distancia media longitud de onda más, hasta $d + \lambda$, pasando por P'', la señal por esta ruta se sumará a de la mínima distancia. Si continuásemos el análisis llegaríamos a definir rutas cada vez mayores a través de las cuales la señal en R debería sumarse y restarse alternativamente.

La Figura última nos muestra el mismo radioenlace desde T hasta R pero se ha realizado

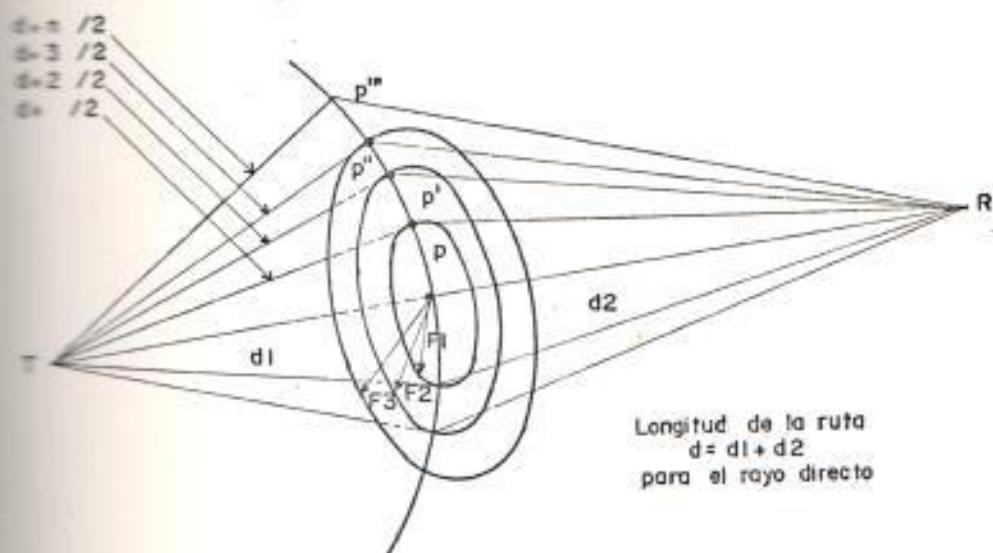


FIGURA 2.11.- ZONAS DE FRESNEL [7]

un corte transversal que nos permite ver to dos los puntos similiares a P' para los cuales la ruta mide $d + \lambda/2$. Estos puntos definen una circunferencia de radio F_1 perpendicular a la recta \overline{TR} a una distancia d_1 del transmisor. De igual manera ocurre para P'', P''' y cualquier otro punto analizado. El círculo interior se denomina primera zona de Fresnel cuyo radio F_1 se calcula como:

$$F_1 = 31.6 \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}} = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{fd}} \quad (2.5) [7]$$

donde:

- d_1 = Distancia a la antena transmisora (Km)
 d_2 = Distancia a la antena receptora (Km)
 d = $d_1 + d_2$ = distancia total (Km)
 λ = Longitud de onda (m)
 f = Frecuencia (MHz)

El límite de la segunda zona de Fresnel está dado por todos los puntos P" que determinan distancias $d + 2\lambda/2$ y es una circunferencia de radio F_2 . Para la tercera zona de Fresnel se tiene el radio F_3 , y así sucesivamente. Los valores de dichos radios se obtiene de:

$$F_1 = \sqrt{2} F_1, \quad F_3 = \sqrt{3} F_1, \quad \dots, \quad F_n = \sqrt{n} F_1 \quad (2.6) [7]$$

Si definimos completamente las fronteras de las zonas de Fresnel, el dibujo resultante en tres dimensiones será un elipsoide del cual podríamos obtener los círculos concéntricos de las zonas de Fresnel, al cortar perpendicularmente a la ruta de mínima distancia. Así la primera zona de Fresnel estará limitada por el elipsoide interior, la segunda por el siguiente y así sucesivamente.

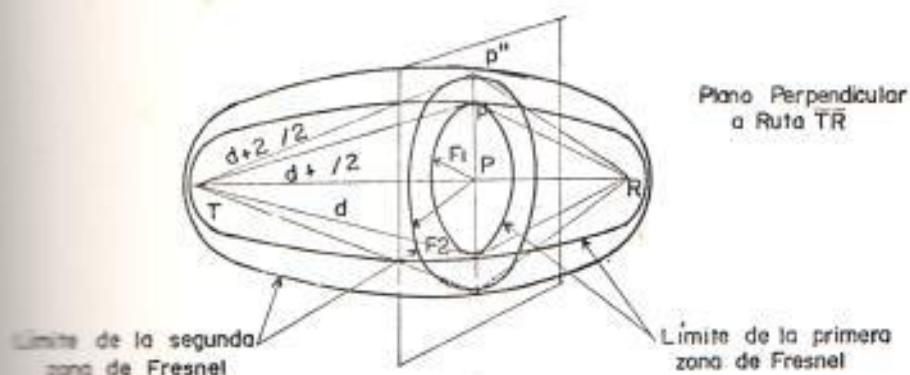


FIGURA 2.12.- REPRESENTACION TRIDIMENSIONAL DE LAS ZONAS DE FRESNEL [7]

El área de las regiones anulares de la Figura 2.12 es aproximadamente igual para dos de éstas adyacentes y por tanto la energía transmitida en una y otra también lo será. La contribución o la intensidad de campo en R, de cada zona es proporcional a la zona y a su factor de oblicuidad ($\cos \theta$), e inversamente proporcional a la distancia del recorrido. Dado que el área es aproximadamente igual para cada zona, las contribuciones de zonas adyacentes tienden a cancelarse debido a los desfases. Sin embargo, por el factor de oblicuidad, la contribución de las zonas de orden superior es cada vez menor. Una buena apro-

ximación del resultado total, en R, de todas las zonas, es la mitad de lo producido por la primera zona de Fresnel.

Tomemos encuneta la forma en que se propagan las ondas electromagnéticas en las frecuencias VHF y superiores, concretamente en rango de microondas (SHF), y veremos que a pesar de la presencia de la zonas de Fresnel, dado que para cálculos prácticos trabajaremos sólo con la primera, la energía viaja de punto a punto en una especie de haz. Si a esto sumamos que las elevaciones, edificios, etc., no son transparentes al mencionado haz, nos encontramos en la necesidad de calcular con buen grado de precisión el recorrido de la señal en el aire. Uno de nuestros objetivos, por tanto, será de ahora en adelante, analizar el perfil topográfico del recorrido transmisor-receptor de la señal en cuestión.

Cuando realizamos el trazado del perfil topográfico en un radioenlace de microondas, los puntos de transmisión y recepción suelen estar alejados algunas decenas de km; aunque

también los hay de corta distancia. Tomemos el peor de los casos. A pesar de que solemos representar la superficie terrestre como plana (mapas) para territorios de poca extensión, la curvatura de la tierra existe y cobra importancia para el diseño de una ruta de microondas, cuando las distancias crecen. Podríamos probar, si contamos con la potencia suficiente, lanzar un haz de ondas hacia el horizonte y calcular la distancia que recorre.

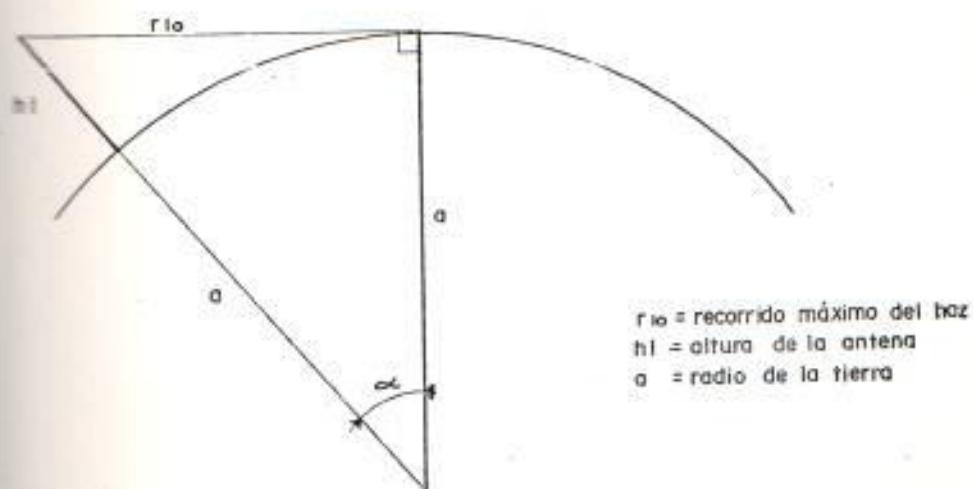


FIGURA 2.13.- ALCANCE MAXIMO DE UN HAZ DE MICROONDAS

En el triángulo rectángulo:

$$\text{hyp}^2 = \text{Cat}_1^2 + \text{Cat}_2^2$$

$$(a + h_1)^2 = a^2 + r_{10}^2$$

$$r_{10} = \sqrt{(a + h_1)^2 - a^2} \quad (2.7)$$

desarrollando el cuadrado

$$r_{10} = \sqrt{a^2 + 2ah_1 + h_1^2 - a^2}$$

$$r_{10} = \sqrt{\left(\frac{2a + h_1}{a}\right) ah_1} \quad (2.8)$$

dado que $a = 6.37 \times 10^6$ m:

$$h_1 \ll a < 2a$$

resulta la aproximación:

$$r_{10} = \sqrt{2ah_1} \quad (2.9)$$

Introduciendo el valor de a y acomodando unidades:

$$r_{10} \text{ Km} = 3.57 \sqrt{h_1 \text{ [m]}} \quad (2.10)$$

O dicho de otra forma, la distancia hasta el horizonte es proporcional a la raíz cuadrada de la altura de la antena.

El resultado anterior nos lleva a la conclusión de que la curvatura de la tierra representa en sí un obstáculo, aún para terreno plano. En la práctica la topografía del terreno presenta elevaciones y depresiones, y si queremos un trazado real habremos de sumar le la contribución de la curvatura de la tierra a cada punto del perfil. Para ello necesitamos relacionar la altura del obstáculo con la distancia del punto analizado a las antenas de transmisión y recepción.

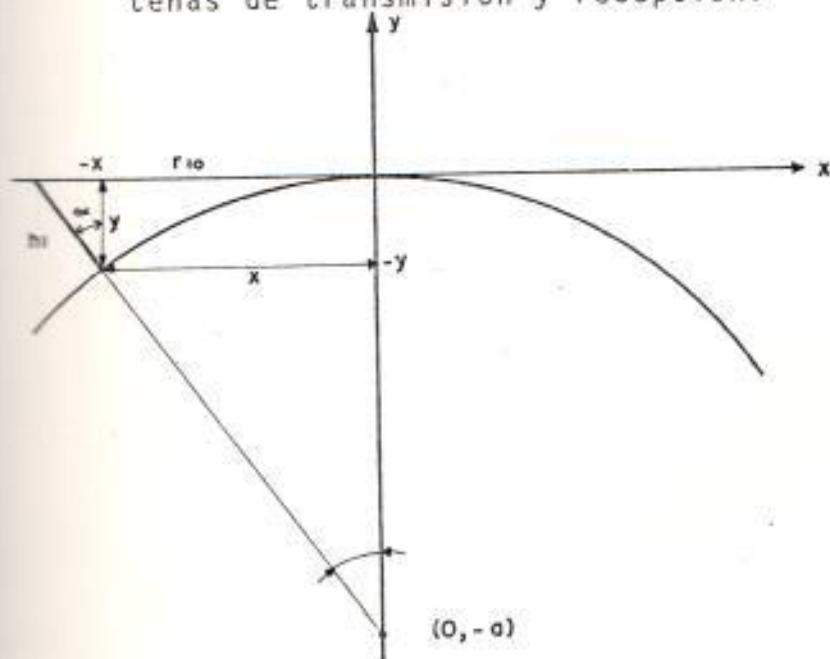


FIGURA 2.14.- REPRESENTACION MATEMATICA DE LA CURVATURA DE LA TIERRA.

Hagamos uso del análisis anterior e incorporemos en aquel dibujo la herramienta que nos permite relacionar las variables x , y ; el plano cartesiano. Valgan las siguientes aproximaciones:

$$h_1 \ll a \quad \cos \alpha = \frac{a}{a + h_1} \approx 1$$

$$\alpha \rightarrow 0$$

queda claro que α es un ángulo muy pequeño, y de allí que:

$$\begin{aligned}
 h_1 &= -y_1 & r_{10} &= -x_1 \\
 y_1 &\approx \frac{-x_1^2}{2a} & & \sqrt{2a(-y_1)} \\
 & & & -x_1
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Si la aproximación vale para $(-x_1, -y_1)$ con mayor razón para los puntos con un ángulo α menor; generalizando.

$$y = \frac{-x^2}{2a} \tag{2.12}$$

Hemos llegado entonces, a aproximar la curva

tura de la tierra con una parábola, a pesar de que una mejor aproximación sería una circunferencia. Sin embargo para las condiciones planteadas el error es bastante pequeño. Ahora tendremos que relacionar la curvatura con las distancias entre el punto deseado y las antenas, y con el objeto de aprovechar al máximo las características de la aproximación ubicaremos las antenas de transmisión y recepción equidistantes del eje y . De esta manera representamos el obstáculo o protuberancia terrestre con la parte de la curva que más se le parece, es decir, con las cercanías del vértice donde el radio de curvatura es prácticamente a .

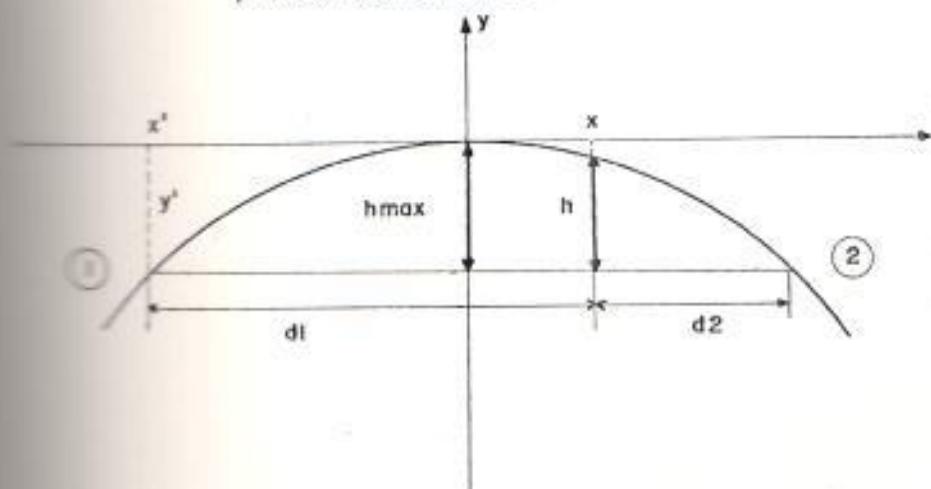


FIGURA 2.15.- CURVATURA DE LA TIERRA EN FUNCION DE LA DISTANCIA.

- 1) : Punto de transmisión
- 2) : Punto de recepción
- d_1 : Distancia hasta el punto de transmisión
- d_2 : Distancia hasta el punto de recepción
- $d = d_1 + d_2$: Distancia total
- h : Obstáculo a d_1 del punto de transmisión
- h_{max} : Obstáculo máximo en $d/2$

Trasladamos la curva para tener valores positivos:

$$h = h_{\max} + y(X) = h_{\max} - \frac{X^2}{2a} \quad (2.13)$$

$$h_{\max} = y_1 \quad X_1 = -\frac{d}{2}$$

$$y(X_1) = y\left(-\frac{d}{2}\right)^2/2a = \frac{d^2}{8a}$$

$$h_{\max} = \frac{(d_1 + d_2)^2}{8a} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} X &= d_1 - \frac{d}{2} = d_1 - \frac{d_1 + d_2}{2} = \\ &= \frac{2d_1 - d_1 - d_2}{2} = \frac{d_1 - d_2}{2} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$y(X) = \left(-\frac{d_1 - d_2}{2}\right)^2/2a = \frac{(d_1 - d_2)^2}{8a} \quad (2.16)$$

$$h = \frac{(d_1 + d_2)^2}{8a} - \frac{(d_1 - d_2)^2}{8a} =$$

$$h = \frac{d_1^2 + 2d_1d_2 + d_2^2 - d_1^2 + 2d_1d_2 - d_2^2}{8a}$$

$$h = \frac{4d_1 d_2}{8a} = \frac{d_1 d_2}{2a} \quad (2.17)$$

luego de introducir el valor de la constante a tendremos:

$$h[m] = \frac{4 d_1 [km] d_2 [km] 10^3 [m]}{8(6.37 \times 10^3 [Km]) 1 [Km]} = \frac{4 d_1 d_2}{50.96}$$

$$h [m] = \frac{4}{51} d_1 [Km] d_2 [Km] \quad (2.18)$$

Ahora que tenemos una relación numérica con sus unidades correspondientes podemos verificar que el trabajo no ha sido en vano. Por ejemplo, para un radio enlace de microondas de 60 Km, aún en terreno plano tendremos que considerar un obstáculo máximo de:

$$h_{\max} = \frac{4}{51} \left(\frac{d}{2}\right)^2 = \frac{60^2}{51} = 70.59 \text{ mts}$$

Queda confirmada entonces la necesidad de tomar en cuenta la curvatura terrestre para el trazado de los perfiles topográficos de las rutas a analizarse. Sin embargo, ahí no termina el análisis. Hasta el momento hemos supuesto que el haz de ondas se propaga en

el aire como una línea recta, lo cual no es necesariamente cierto. Como se ha dicho, la onda troposférica está afectada por las condiciones climáticas, y uno de los parámetros sujeto a cambios es el índice de refracción, que además no es constante con la altura. Por las razones anotadas podemos suponer que la trayectoria del haz tendrá una determinada curvatura que será conveniente estudiar.

Supongamos que un cierto haz de ondas viaja por la tropósfera con una cierta curvatura ($1/R$), a una determinada altura (h) y con una inclinación dada (ϕ), ¿qué sucede con el radio de curvatura para la gráfica representativa que se muestra?

Podemos ver claramente que para el segmento de arco \widehat{ab} se cumple:

$$\widehat{ab} = R d\phi$$

$$R = \frac{\widehat{ab}}{d\phi} \quad (2.19)$$

A pesar de lo exagerado de las dimensiones en el dibujo, para el triángulo rectángulo

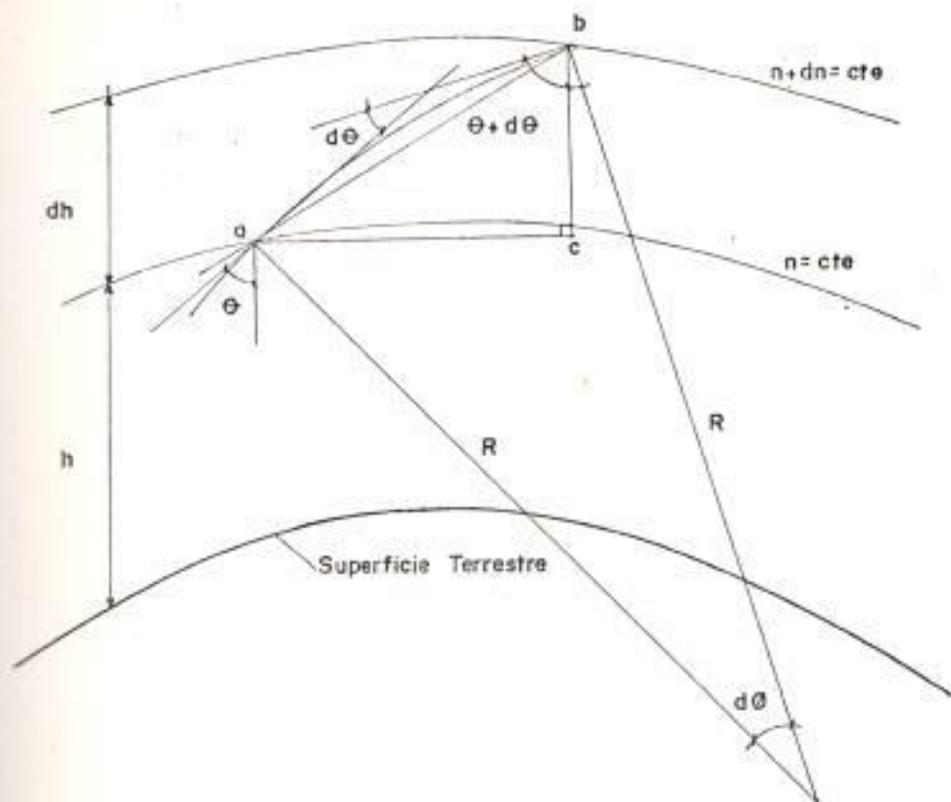


FIGURA 2.16.- REFRACCION DEL RAYO EN LA TROPOSFERA

Δabc podemos establecer las siguientes aproximaciones:

$$\cos(\phi + d\phi - \epsilon) = \frac{\overline{bc}}{\overline{ab}} \approx \frac{dh}{\overline{ab}}$$

$$\overline{ab} \approx \frac{dh}{\cos \phi} \quad (2.20)$$

y dado que...

$$\widehat{ab} \rightarrow \overline{ab}$$

Reemplazando \widehat{ab} por \overline{ab} y resulta...

$$R = \frac{dh}{\cos \phi \, d\phi} \quad (2.21)$$

Por cierto que, al pasar de una altura h hasta $h + dh$ también ha ocurrido un cambio de n a $n + dn$, y debemos aplicar la ley de Snell.

$$n \, \text{sen } \phi = \text{cte.}$$

diferenciando:

$$d(n \, \text{sen } \phi) = d(\text{cte})$$

$$dn \, \text{sen } \phi + n \, \cos \phi \, d\phi = 0$$

$$\cos \phi \, d\phi = - \text{sen } \phi \, \frac{dn}{n} \quad (2.22)$$

y substituyendo esta última expresión en R, tenemos que:

$$R = \frac{dh}{- \text{sen } \phi \, \frac{dn}{n}}$$

$$R = \frac{n}{\text{sen}\phi \left(\frac{-dn}{dh} \right)} \quad (2.23)$$

Tal como se ha demostrado el radio de curvatura depende de parámetros como el índice de refracción, su comportamiento con respecto a la altura y el ángulo de inclinación con el que viaja. Todos estos términos son en realidad variables, pero analicemos su rango de variación para efectos prácticos.

El índice de refracción de la atmósfera varía con la constante dieléctrica, la cual a su vez depende de la humedad, presión y temperatura, como sigue:

$$N = (n - 1)10^6 = \frac{77.6}{T} (p + 4810 \frac{e}{T}) \quad (2.24) [7]$$

donde:

- n = Índice de refracción de la atmósfera
- p = Presión atmosférica milibars
- e = Presión de vapor milibars
- T = Temperatura absoluta °K
- N = Índice de refracción modificado o coeficiente de refracción.

El valor de n excede a la unidad en unos pocos cientos por millón, de ahí que se introduzca el término N . Veamos el siguiente ejemplo, cuando la temperatura es de 15°C con una presión atmosférica de 1013 mb y de vapor igual a 10.2mb:

$$N = (n-1)10^6 = \frac{77.6(1013)}{15 + 273} + \frac{3.75 \times 10^5 (10.2)}{(15 + 273)^2} = 273+46 = 319$$

$$n = 1.000319$$

El ángulo en cambio, para la mayoría de los radioenlaces varía por alrededor de los 90° pues las distancias recorridas son notablemente mayores que las alturas, aún para lo que podría ser un enlace Costa-Sierra. Por ejemplo que tal si en 40 Km ganamos 4.000 mt en altitud.

$$\text{tg } \phi = \frac{40.000}{4.000} = 10 \quad \phi = 84.3^{\circ} \quad \text{sen } \phi = 0.995$$

Y además el caso de $\phi = 90^{\circ}$ es el que más curvatura ofrece, podríamos decir, el peor de los casos. Tenemos razones suficientes para aproximar con mínimo error el valor de R :

$$n = 1 \quad \phi = 90^\circ \quad \text{sen} = 1.$$

$$R = \frac{1}{-\frac{dn}{dh}} \quad (2.25)$$

Es decir, que cuando el índice de refracción aumenta con la altura, la curvatura es negativa y el haz se dobla hacia arriba, pero cuando decrece al incrementarse h , la curvatura es positiva y el haz se dobla hacia abajo. Lógicamente si n es constante con la altura la trayectoria será una línea recta. De cualquier manera resultará mejor trabajar con un haz recto para lo cual hacemos uso del concepto de curvatura relativa.

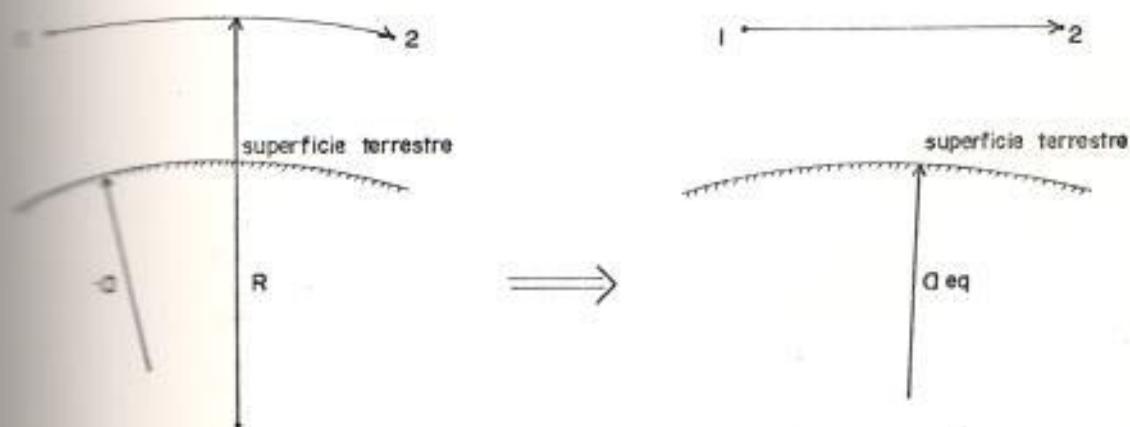


FIGURA 2.17.- CURVATURA RELATIVA ENTRE EL HAZ Y LA TIERRA

La idea consiste en encontrar un radio equivalente para la tierra de tal manera que la curvatura relativa entre ésta y el rayo se mantenga y poder trazar el haz desde 1) hasta 2) con una línea recta. Por tanto:

$$\frac{1}{a} - \frac{1}{R} = \text{Curv. Relativa} = \frac{1}{a_{\text{eq}}} - \frac{1}{\infty} \quad (2.26)$$

$$\frac{R-a}{aR} = \frac{1}{a_{\text{eq}}} \quad ; \quad a_{\text{eq}} = \frac{aR}{R-a}$$

$$a_{\text{eq}} = a \frac{1}{\frac{R-a}{R}} = a \frac{1}{1 + a \frac{dn}{dh}} \quad (2.27)$$

$$a_{\text{eq}} = a K \quad K = \frac{1}{1 + a \frac{dn}{dh}} \quad (2.28)$$

Esto es, que el factor de equivalencia para la curvatura de la tierra K dependerá de las condiciones atmosféricas, más precisamente del valor de dn/dh . En la práctica luego de un sinnúmero de mediciones se han establecido estándares para los valores de K de acuerdo con el lugar y la época del año. Valores típicos son:

$$\frac{dn}{dh} = -0.157 \quad \rightarrow \quad K = \infty$$

$$\frac{dN}{dh} = -0.0785 \quad \rightarrow \quad K = 2$$

$$\frac{dN}{dh} = -0.0392 \quad \rightarrow \quad K = 4/3$$

$$\frac{dN}{dh} = 0 \quad \rightarrow \quad K = 1$$

$$\frac{dN}{dh} = 0.0785 \quad \rightarrow \quad K = \frac{2}{3}$$

El primer caso es lo que antes se había definido como ductos atmosféricos. Para nuestro país en toda época del año, las condiciones climáticas indican que el valor de K adecuado es $4/3$, el cual le da el nombre a las cartas para perfiles topográficos usualmente llamadas "papel $4/3$ ". En la elaboración del papel $4/3$ se hace uso de los resultados aquí obtenidos, esto es, la aproximación de la curvatura terrestre, y su alteración para poder dibujar un haz en línea recta. En vista de las citadas aproximaciones se cae en tres errores despreciables, que son:

- a) La superficie de la tierra está expresada con una parábola en lugar de un arco de

circunferencia, debido a la escala vertical expandida. Este error es menor que 10^{-2} metros de altura, aún para un enlace de 200 Km.

b) Las elevaciones se grafican sobre líneas verticales paralelas, y no usando radios desde el centro de la tierra. El error resulante es pequeño pues el ángulo central θ es menor que 1.8° , aún para un enlace de 200 Km.

c) Las distancias se miden en dirección horizontal en vez de a lo largo de la superficie terrestre, es decir, la verdadera distancia. La diferencia relativa entre la medida sobre el arco y sobre la cuerda es menor que 0.1%, aún para un ángulo de elevación $\beta = 2^\circ$ en un enlace de 1000 Km.

Bajo estas "inexactitudes" consideramos adecuado el uso del papel 4/3 para el trazado de perfiles en radioenlaces de microondas.

2.1.4 Pérdidas de espacio libre.-

Como ya se había mencionado anteriormente, la onda electromagnética que se propaga desde la antena transmisora hasta la antena receptora, disminuye en intensidad. Parte de esta disminución se debe a los efectos de la tierra y atmósfera sobre la onda, pero de cualquier manera, aún en el vacío, las pérdidas existen. El solo hecho de que el frente de onda se amplíe a medida que aumenta la distancia al punto de radiación, nos indica que al distribuir se la energía, la densidad de potencia será menor.

Por consideraciones prácticas se obtienen por separado todas las pérdidas que afectan a la señal propagándose, para luego aplicando superposición resolver el problema global. Así comenzaremos por hallar las pérdidas que tendría la señal si la comunicación ocurriría entre dos antenas en el espacio libre, lejos de la tierra y sus efectos. Para lograr dicho objetivo primero relacionemos la ganancia de la antena con algunos de sus parámetros.

De las ecuaciones de Maxwell podemos obtener que la densidad de flujo de potencia está dada por la magnitud del vector de Poynting:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad S = (E)(H) \quad (2.29)$$

$$E = \eta H = 120\pi H$$

$$H = \frac{E}{120\pi} \quad S = \frac{E^2}{120\pi} \quad (2.30)$$

Por la antena 1) tendremos pues:

$$S_1 = \frac{E_1^2}{120\pi}$$

y dado que...

$$S_0 = \frac{E_0^2}{120\pi}$$

$$G_1 = S_1 / S_0 = \frac{E_1^2}{E_0^2}$$

donde el subíndice 0) refiérese al radiador isotrópico, para cuyo caso la magnitud del vector de Poynting puede expresarse como:

$$S_0 = \frac{P}{4\pi d^2} = \frac{I_{in}^2 R}{4\pi d^2} \quad (2.31) \quad 8$$

Para obtener:

$$\frac{I_m^2 R}{4\pi d^2} = \frac{E_0^2}{120\pi}$$

$$E_0^2 = \frac{30 I_m^2 R}{d^2} \quad (2.32)$$

Ahora necesitamos reemplazar el campo generado por la antena 1) alimentada con la misma corriente I_m . Si dedujésemos la función de campo eléctrica para un elemento de corriente distribuido a lo largo del eje Z en coordenadas espaciales, obtendremos que en su punto de máxima irradiación queda determinado por:

$$\vec{E}_\theta = \frac{60\pi I_m}{r \lambda} \hat{e}_\theta \quad (2.33) [8]$$

Así la ganancia para el elemento de corriente de dl = será:

$$G = \frac{\left(\frac{60\pi I_m}{r \lambda} \hat{e}_\theta\right)^2}{E_0^2}$$

$$G = \frac{3600 \pi^2 I_m^2 \hat{e}_\theta^2}{r^2 \lambda^2} = \frac{r^2}{30 I_m^2 R}$$

$$G = \frac{120\pi^2}{R} (\ell/\lambda)^2 \quad (2.34)$$

en el caso de la antena 1) R representará igualmente a su resistencia de radiación, pero introducimos la definición de ℓ_{ef} = longitud efectiva, ya que en la práctica una antena es físicamente imposible de construir con un solo elemento, sin sustentación ni alimentación alguna. Para las antenas reales la longitud efectiva es menor que la total. Por eso:

$$G_1 = \frac{120\pi^2}{R} \left(\frac{\ell_{ef}}{\lambda}\right)^2 \quad (2.35)$$

Nótese, eso sí, que por ser la antena un elemento pasivo en el cual se cumple el principio de reciprocidad; es decir, que intercambiar las antenas de transmisión y recepción de un radio enlace no altera las características del mismo; la ecuación de ganancia aquí obtenida vale igual si la antena 1) está transmitiendo o recibiendo señal.

La antena receptora presenta un patrón de radiación con una superficie efectiva (área

efectiva) perpendicular a las ondas radiadas. De esta manera, la superficie absorbe la máxima potencia contenida en ellas, la potencia recibida (P_r). Se define al área efectiva de la antena como la relación entre la potencia máxima recibida y la densidad de potencia o magnitud del vector de Poynting.

$$\text{AREA EFECTIVA } (A_r) = \frac{\text{Potencia Máxima Recibida } (P_r)}{\text{Densidad de Potencia } (S)}$$

Tratemos de relacionar el área efectiva con la ganancia de la antena, considerando que la máxima potencia que puede absorber una carga es:

$$P_r = \frac{V^2}{4R} \quad (2.36) [8]$$

donde R es la resistencia de radiación y V el voltaje inducido...

$$V = E \ell_{ef} \quad (2.37)$$

reemplazando...

$$P_r = \frac{(E \ell_{ef})^2}{4R} = \frac{E^2}{4} \frac{\ell^2_{ef}}{R} \quad (2.38)$$

de la ecuación de la ganancia...

$$\frac{\lambda_{ef}}{R} = \frac{\lambda^2}{120 \pi^2} G_r$$

entonces...

$$P_r = \frac{E^2}{4} \cdot \frac{\lambda^2 G_r}{120 \pi^2} = \left(\frac{E^2}{120 \pi} \right) \left(\frac{\lambda^2 G_r}{4 \pi} \right) \quad (2.34)$$

De la ecuación anterior reconocemos (2.30)...

$$S = \frac{E^2}{120 \pi}$$

y por tanto.

$$P_r = S \cdot A_r \quad A_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4 \pi} \quad (2.40)$$

Veamos ahora, que sucede cuando se establece el enlace entre las antenas en el espacio libre, y tratemos a la antena transmisora como una isotrópica que irradia potencia $G_T P_T$. Para cuando la señal llegue hasta el punto de recepción la densidad de potencia será de:

$$S = \frac{G_T P_T}{4 \pi d^2}$$

lo que sustituiremos en la ecuación anterior..

$$Pr = \frac{GrPT}{4\pi d^2} Ar$$

$$Pr = \frac{G_T P_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 Gr}{4\pi}$$

La relación de potencia transmitida a potencia recibida, esto es, las pérdidas en espacio libre, se pueden expresar a conveniencia como...

$$\frac{P_T}{Pr} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_T Gr} \quad (2.41)$$

...0...

$$\frac{P_T}{Pr} = \frac{4\pi}{\lambda^2 G_T} \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2 Gr} \cdot \lambda^2 d^2$$

$$\frac{P_T}{Pr} = \frac{\lambda^2 d^2}{A_T Ar} \quad (2.42)$$

Sin embargo se suele usar la forma (2.41) con mayor frecuencia, la cual transformada en decibeles, no es otra que, diez veces el

logaritmo en base 10. Así las pérdidas básicas de transmisión o de espacio libre (FSL) quedan:

$$FSL = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_T G_R} \text{ [dB]} \quad (2.43)$$

cumpléndose que:

P_T } Unidades similares (W, mW, etc.)

P_R

$\frac{d}{\lambda}$ } Unidades similares (m, cm, etc)

$$FSL = 32.4 + 20 \log d \text{ [Km]} + 20 \log f \text{ [MHz]} \\ - G_T \text{ [dB]} - G_R \text{ [dB]} \quad (2.44)$$

De esta última forma, los tres primeros términos corresponden a las pérdidas para antenas isotrópicas en transmisión y recepción. Nótese que duplicando la distancia o la frecuencia las pérdidas se incrementan en 6 dB. Además, ya que los valores de G_R y G_T fueron definidos en los puntos de máxima direccionalidad, será muy importante que las antenas

estén correctamente alineadas para obtener un resultado óptimo.

2.1.5 Pérdidas de línea y otras pérdidas.-

Hasta el momento hemos supuesto implícitamente que el transmisor entrega toda su potencia de salida a la antena transmisora y recíprocamente que la antena receptora lo hace igual con respecto al aparato receptor; tal como si la pareja equipo-antena fuese un todo conjunto. Esta suposición es falsa, puesto que por razones prácticas, la ubicación física de la antena no es la más beneficiosa para el equipo (transmisor o receptor) y viceversa. Es así que necesitaremos un nexo que "comunique" a los dos elementos en cuestión, esto es la línea de transmisión comúnmente llamada 'feeder' que significa alimentador (de señal). Dado que a radio frecuencias casi cualquier conductor tiene una longitud apreciable comparada con la longitud de onda de la señal, éste irradiará energía al medio. En otras palabras, todo conductor se convierte en antena, lo cual se cumple sobradamente para el rango de microondas. Por ello ha de

tenerse especial cuidado en minimizar la radiación de una línea de transmisión so pena de perder potencia considerable antes de llegar siquiera a la antena.

La radiación producida por una línea de transmisión podría ser evitada si utilizamos dos conductores arreglados y alimentados de forma tal que el campo electromagnético producido por uno es balanceado y anulado totalmente por el otro. Es decir, que la intensidad del campo resultante es cero en cualquier lugar del espacio y por tanto, no hay radiación. Esta idea se toma para la construcción de líneas transmisión de alambres paralelos y otros parecidos.



FIGURA 2.18.- DIVERSAS FORMAS DE LINEAS DE TRANSMISION.

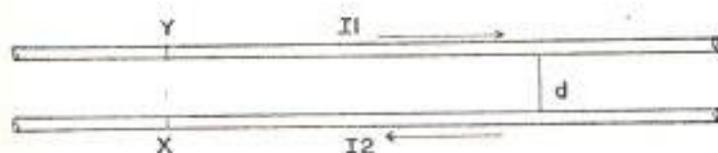


FIGURA 2.19.- LINEA DE ALAMBRES PARALELAS

Por ejemplo en Figura 2.19, se muestran dos conductores paralelos que llevan corrientes I_1 e I_2 , tales que para un punto Y el valor de corriente I_1 es igual al de I_2 en el correspondiente punto X, pero fluyendo en sentido opuesto. Gracias a esta condición el campo producido por I_1 en Y estará desfasado 180° con respecto al producido por I_2 en X; sin embargo tomará un determinado intervalo de tiempo en trasladarse de X a Y, y así el campo resultante no será cero en un punto P cualquiera del espacio, sino únicamente en aquellos que equidisten de los conductores. La separación entre los cables da lugar a un desfase por recorrido, que desaparecería si los dos conductores ocuparan el mismo lugar en el espacio, pero en vista de que ésto es físicamente imposible, lo mejor que podemos hacer es disminuir la distancia d de manera que al moverse la onda dicha distancia no cambie considerablemente su fase. Vale decir que d sea una parte muy pequeña de la longitud de onda λ . En general, los requerimientos varían según la frecuencia; de qualquier modo d no debe exceder al 1% de la longitud de onda, y separaciones aún menores son deseables.

Un segundo tipo de línea de transmisión usado para frecuencias superiores, es el llamado cable coaxial que consiste en dos conductores cilíndricos concéntricos uno dentro del otro a través de los cuales fluyen corrientes de amplitudes iguales pero en sentidos opuestos. Debido al efecto piel, la corriente en la superficie interna del conductor exterior no penetra lo suficiente como para aparecer del otro lado. De hecho el campo electromagnético resultante en el exterior del cable coaxial, debido a las corrientes que fluyen en su interior, será nulo, pues el tubo metálico actúa como blindaje. La separación entre el conductor interno y el externo no tiene entonces ninguna importancia para efectos de evitar la radiación, ya que por su construcción el cable coaxial ha confinado el campo a su interior.

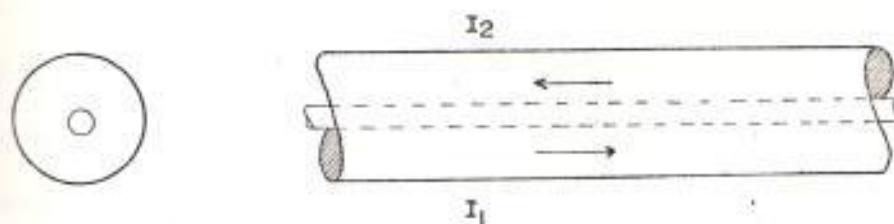


FIGURA 2.20.-

LÍNEA COAXIAL

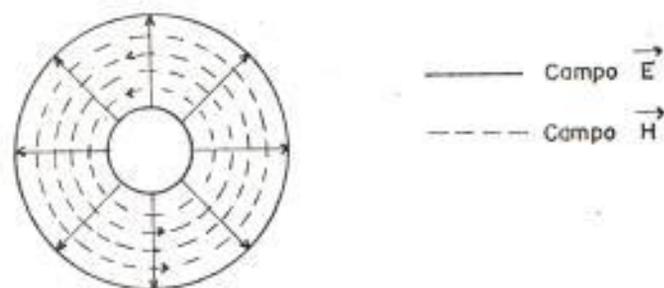


FIGURA 2.21.- DISTRIBUCION DE LAS LINEAS DE CAMPO EN UN CABLE COAXIAL [9]

Además otro hecho importante resulta ser la forma obligada de distribución de las líneas de campo eléctrico y magnético en el interior de la línea coaxial. Por su construcción con céntrica, las líneas de campo eléctrico se disponen radialmente en tanto que las del cam po magnético lo hacen formando anillos circu lares paralelos entre sí. Tiene lugar enton ces lo que conocemos como modo TEM (Transver so electromagnético) en el cual no existe com ponentes de los campos eléctricos y magnético en la dirección en que se propaga la onda; para el ejemplo, saliendo del papel. Por otra parte, a pesar de que la línea coaxial puede usarse para frecuencias superiores que los alambres paralelos, también actúa como filtro pasa-bajo, como se verá con el circui to equivalente, pero cuya frecuencia de corte es superior.

La corriente fluye en una línea de transmisión igual que si conectáramos por un instante a los terminales de una batería los extremos de dos conductores muy largos, y luego desconectásemos. Durante el tiempo en que los cables hacen contacto con la batería, el borne positivo atraerá hacia sí a los electrones libres del conductor 1 y con similar fuerza el borne negativo repelerá a los electrones libres del conductor 2.

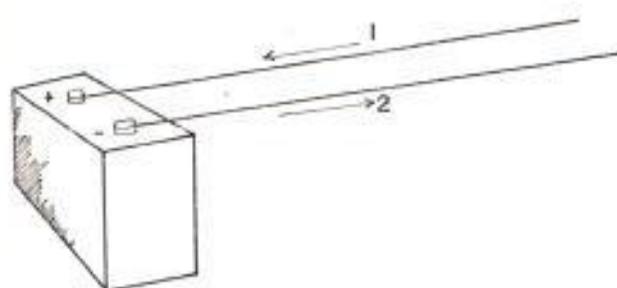


FIGURA 2.22.- MOVIMIENTO DE LOS ELECTRONES DENTRO DE DOS CONDUCTORES CONECTADOS A LOS BORNES DE UNA BATERIA [6]

El fenómeno descrito ocurre, claro está, en las cercanías de los terminales de la batería, cuando menos al inicio, en razón de que los efectos eléctricos no viajan con velocidad infinita. De ahí que demorará algún tiempo para que la corriente se haga presente en los

extremos opuestos de los conductores. Bajo la aproximación de que la corriente se mueve en el conductor a 3×10^8 m/s será necesario medir el tiempo en millonésimas de segundo (10^{-6} seg), es decir microsegundos (μ s), y supondremos que el contacto entre bornes y conductores duro apenas una pequeñísima fracción de microsegundos.

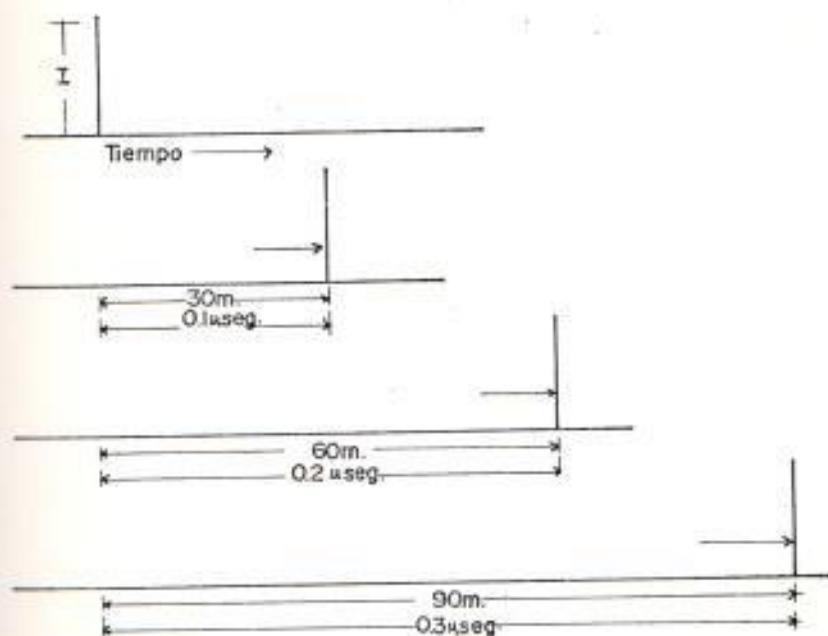


FIGURA 2.23.- MOVIMIENTO DEL PULSO DE CORRIENTE EN EL TIEMPO, A LO LARGO DE LOS CONDUCTORES.

La Figura 2.23, muestra al pulso de corrien-

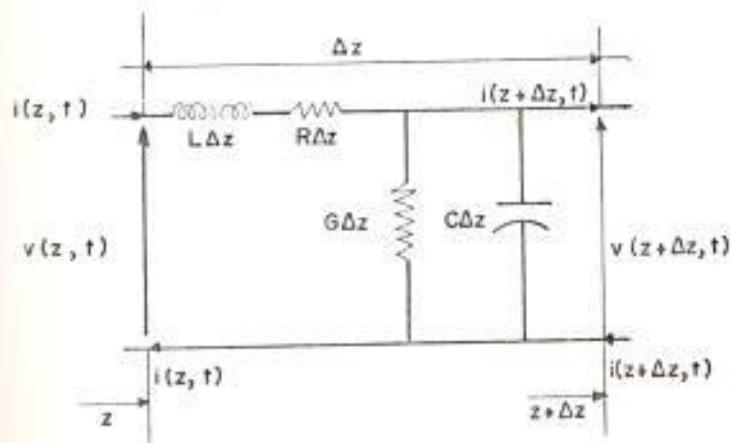
te producido en las cercanías de los termina
les, alejándose gradualmente 30 metros cada
décima de μseg . Nótese que la corriente no
existe a lo largo de todo el alambre, sino
solamente en aquel punto al cual el pulso ha
alcanzado en su recorrido. De hecho sucede
lo mismo en el otro conductor, pero con una
corriente de sentido inverso. Si los conducto
res fuesen infinitos y sin resistencia el
pulso de corriente viajaría indefinidamente
sin disminuir su amplitud.

Entendiendo el ejemplo no será difícil ver
que si en vez de un solo pulso se inician una
serie de pulsos en la línea igualmente espa-
ciados en tiempo, éstos viajarán manteniendo
la misma distancia y tiempo entre unos y otros,
independientemente. Tanto así que cada pul-
so podría tener diferente amplitud si la fuerza
electromotriz de la batería ha cambiado
para cuando vuelvan a conectarse terminales
y conductores. Avanzando más aún, la separaci
ón entre los pulsos podría ser tan pequeña
que se toquen entre sí, de esta forma tendremos
una corriente presente a lo largo de to-
da la línea. Cuando la variación del volta-

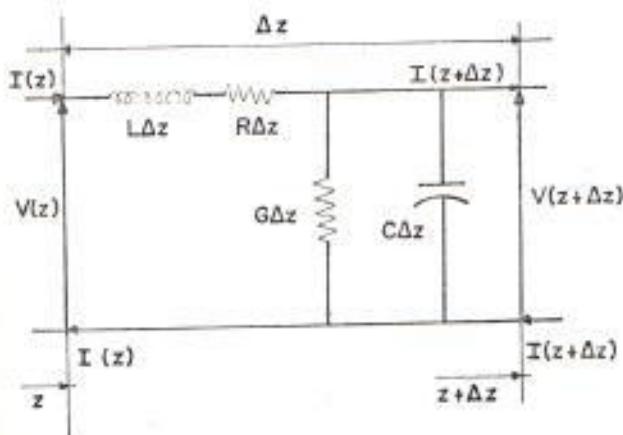
je de la batería sea sinusoidal y con una frecuencia del orden de radio frecuencia habremos logrado una línea de transmisión.

Para poder estudiar el comportamiento de las ondas electromagnéticas en la línea de transmisión y sus características, se hace necesario alguna representación eléctrica y un modelo matemático lo gobierne. Para ello hacemos uso del circuito equivalente de la línea de transmisión, en el cual se han de incluir las características físicas de ésta. La línea de transmisión es pues un circuito eléctrico con parámetros distribuidos, la longitud de los conductores y su sección transversal determinan una contribución resistiva e inductiva, en tanto que se tomará en cuenta una capacitancia entre conductores metálicos separado por un dieléctrico, y de éste último algún valor de admitancia. Los diagramas a continuación muestran al circuito equivalente de la línea de transmisión, en una porción infinitesimal, bajo el dominio del tiempo y de la frecuencia.

Usando las cantidades instantáneas de la Figura 2.24, y aplicando las leyes de Kirchoff se tiene:



a)



b)

FIGURA 2.24.- CIRCUITO EQUIVALENTE DE UNA PORCION INFINITESIMAL DE UNA LINEA DE TRANSMISION UNIFORME A) EN EL DOMINIO DEL TIEMPO, B) EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA. [9]

$$v(z+\Delta z, t) - v(z, t) \equiv \Delta v(z, t) = - R \Delta z i(z, t) - L \Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.45)$$

$$i(z+\Delta z, t) - i(z, t) \equiv \Delta i(z, t) = - G \Delta z v(z, t) - C \Delta z \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.46)$$

Luego dividiendo para Δz y llevando al límite se establecen las siguientes ecuaciones diferenciales parciales:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = - R i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.47)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = - G v(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.48)$$

Y pasando al dominio de la frecuencia, en el cual trabajaremos por comodidad, usando el concepto de fasor para análisis sinusoidal estable tenemos:

$$dV(z)/dz = - (R + j \omega L) I(z) \quad (2.49)$$

$$dI(z)/dz = - (G + j \omega C) V(z) \quad (2.50)$$

Resolviendo las ecuaciones diferenciales or-

dinarias simultáneas, llegamos a ecuaciones separadas para V e I de segundo orden:

$$d^2V/dz^2 - (R+j\omega L) (G + j\omega C) V = 0 \quad (2.51)$$

$$d^2I/dz^2 - (R + j\omega L) (G + j\omega C)I = 0 \quad (2.52)$$

cuyas soluciones relativamente simples son:

$$V(z) = V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{+\gamma z} \quad (2.53)$$

$$I(z) = I_1 e^{-\gamma z} + I_2 e^{+\gamma z} \quad (2.54)$$

donde:

$V(z)$ = Fasor voltaje para cualquier punto z

$I(z)$ = Fasor corriente para cualquier punto z

V_1, V_2, I_1, I_2 = Fasores

$$\gamma^2 = (R+j\omega L) (G+j\omega C) \quad \gamma = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} \quad (2.55)$$

es decir que γ es un número complejo al cual definimos como:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.56)$$

Veámos escrita ahora la solución en el dominio del tiempo y así apreciar las implicaciones físicas. La ecuación para el voltaje instantánea será:

$$v(z,t) = |\hat{V}_1| e^{-\alpha z} \operatorname{Re}\{e^{j(\omega t - \beta z + \epsilon_1)}\} + |\hat{V}_2| e^{+\alpha z} \operatorname{Re}\{e^{j(\omega t + \beta z + \epsilon_2)}\} \quad (2.57)$$

donde:

$|\hat{V}_1|$ y $|\hat{V}_2|$ = Amplitudes máximas de V_1 y V_2
que están dadas en rms.

$e^{-\alpha z}$ y $e^{+\alpha z}$ = Números reales

ϵ_1 y ϵ_2 = Fase inicial de los fasores V_1
y V_2 .

$\operatorname{Re}\{e^{j(\omega t \mp \beta z + \epsilon_{1,2})}\}$ = Números que varían
armónicamente con
el tiempo y la distancia.

Dado que la solución es la suma de dos términos cualitativamente similares, fijémonos en uno de ellos. Para un punto z determinado se observa una variación sinusoidal en el

tiempo cuya amplitud máxima está determinada por $|V_1|e^{-\alpha z}$. En tanto que para un instante t específico, el voltaje se presenta como un patrón armónico en la coordenada z , cuya amplitud disminuye exponencialmente a medida que z aumenta.

Tomemos un punto z_1 y un instante t_1 y obtenemos un valor de fase dado por $(\omega t_1 - \beta z_1 + \xi_1)$. Para cuando haya transcurrido un pequeño intervalo de tiempo, el valor de fase en z_1 habrá variado, pero estará en algún otro punto de la línea, esto es:

$$\omega t_1 - \beta z_1 + \xi_1 = \omega(t_1 + \Delta t) - \beta(z_1 + \Delta z) + \xi_1$$

$$\omega \Delta t - \beta \Delta z = 0 \quad (2.58)$$

Veamos entonces que el punto de una determinada fase se ha movido z en un tiempo t a una velocidad $\Delta z / \Delta t$, en el límite:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta z}{\Delta t} = \frac{dz}{dt} = v_p = \omega / \beta \quad (2.59)$$

Lo que representa la velocidad de fase, por-

que es la velocidad con la cual un punto de valor de fase constante avanza a lo largo de la línea de transmisión.

Aplicando el mismo razonamiento al término de fase $(\omega t + \beta z + \xi_2)$ se encuentra que el cambio de signo de z con relación a t refleja un patrón de voltaje avanzando a medida que z decrese con la misma magnitud de velocidad de fase de la primera onda. Luego, los términos a la derecha de la ecuación del voltaje instantáneo (2.57), describen a patrones armónicos que avanzan en la línea de transmisión en las dos direcciones posibles mientras su amplitud decrese a medida que avanzan. Por ello V_1 es el valor fasorial de la primera onda cuando ésta se aleja de $z = 0$, mientras que V_2 es el valor fasorial de la segunda onda cuando ella llega a $z=0$.

Por cierto que todo lo analizado para el voltaje se cumple analógicamente para la corriente ya que tienen ecuaciones similares.

Queda establecida entonces la presencia de una onda incidente (1) y otra reflejada (2)

producto de alguna discontinuidad en el extremo de la línea de transmisión. Es decir que si al final de la línea existe una cierta carga Z_2 que requiere diferentes relaciones de magnitud y fase entre voltaje y corriente, parte de la energía será absorbida y parte reflejada. Las ondas reflejadas regresarán hasta la fuente, y serán reflejadas parcialmente allí, dependiendo de las condiciones de frontera establecidas por la impedancia de la fuente Z_s , y así sucesivamente.

Claro está que el caso óptimo es aquel en que no hay reflexión de ondas y por tanto la carga absorbe toda la energía que le entrega la línea de transmisión. Este caso se conoce como "línea infinita", porque en ella no hay posibilidad de reflexión al final de la misma y en la hipótesis de que haya, para un punto z cualquiera la onda reflejada se habrá atenuado hasta cero. Por tanto:

$$V_z = 0 \quad I_2 = 0$$

$$V = V_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (2.60)$$

$$I = I_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (2.61)$$

Como ya se mencionó antes, el término $e^{-\alpha z}$ determina una disminución de la amplitud del voltaje a medida que aumenta z , esto es, que el valor determina una atenuación que, dada la relación matemática que la define, es intrínseca de la línea, y por tanto nada podemos hacer contra ella, para una determinada construcción de línea de transmisión. Es justamente lo que denominamos coeficiente de atenuación y que por ser z un exponente, vendrá en unidades de metros recíprocos para el sistema MKS. Sin embargo en ingeniería solemos usar para las pérdidas y ganancias, valores en decibelios, y así en este caso diremos que para una cierta línea tenemos una atenuación de tantos dB/mt. Los dB se obtienen así:

$$V(z) = V_1 e^{-\alpha z}$$

$$V(z + 1) = V_1 e^{-\alpha(z+1)}$$

$$\frac{V(z+1)}{V(z)} = \frac{V_1 e^{-\alpha z - \alpha}}{V_1 e^{-\alpha z}} = e^{-\alpha} \quad (2.62)$$

$$L_x = 20 \log \frac{V(z+1)}{V(z)} = 20 \log e^{-\alpha}$$

$$L_{\alpha} = 20 \alpha \log_e \text{ dB/m} \quad (2.63)$$

... aunque usualmente se maneja el valor en dB/m y no el de α , que por cierto depende de la frecuencia de operación. Alrededor de los 3GHz las pérdidas de línea fluctúan entre valores cercanos a los 10 dB/100 mts, dependiendo del cable escogido. La Figura 2.25 muestra un gráfico típico de atenuación y potencia media en función de la frecuencia.

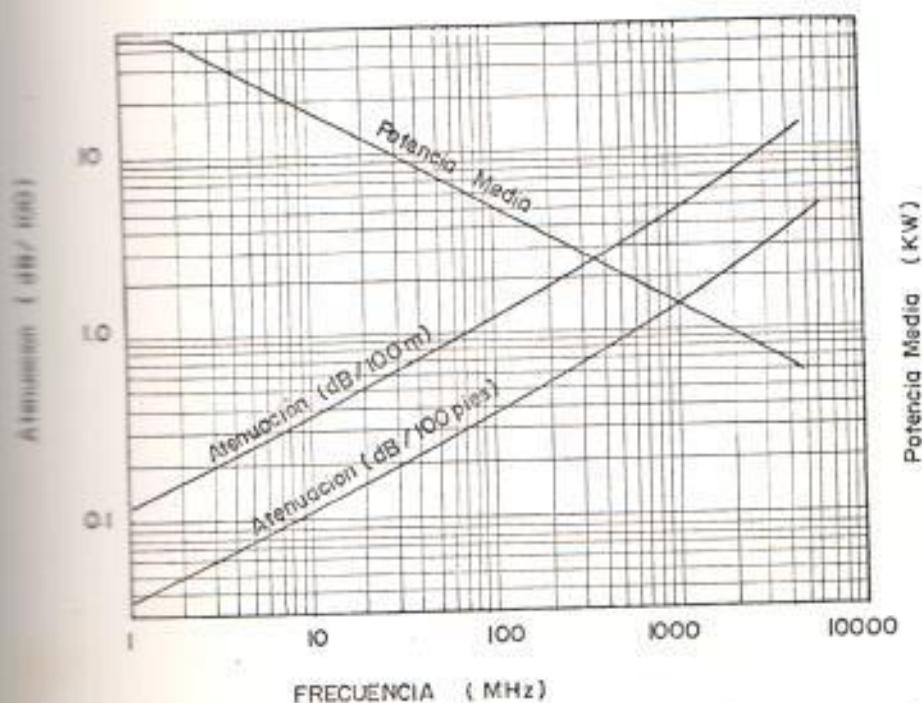


FIGURA 2.25.- VARIACION DE LA ATENUACION Y LA POTENCIA MEDIA CON LA FRECUENCIA 10

El término $e^{-j\beta z}$ controla el otro aspecto fundamental de los fasores voltaje y corriente, su fase; a medida que varía z . Así, vimos que la velocidad de fase quedaba determinada por la relación ω/β pero eso no es todo. Estamos claros en que la línea de transmisión no es un medio similar al aire y la propagación de la onda sufre ciertos cambios. La cantidad que z debe aumentar (o disminuir) para volver a obtener un fasor voltaje de fase igual, es decir, que lo haga girar 360° , es la longitud de onda λ . Una variación de $z = \lambda$ implica una oscilación completa, por ello:

$$\beta\lambda = 2\pi \quad \lambda = 2\pi/\beta \quad (2.64)$$

De la ecuación de λ se desprende que las unidades de β serán rad/m para el sistema MKS y dado que los radianes son unidades relativas, esto es, adimensionales, quedan metros recíprocos. Recordemos que α también se expresa como metros recíprocos, pero sin embargo su significado físico es totalmente distinto.

Por simple inspección a las ecuaciones de la

"línea infinita" encontramos que la atenuación en la línea y la variación de fase para las magnitudes de voltaje y corriente son iguales para cualquier punto de la línea, pues los términos $e^{-\alpha z}$ y $e^{-j\beta z}$ son idénticos para ambas. Consecuentemente una relación de V a I constante en toda la línea nos induce a determinar una cierta impedancia usando la Ley de Ohm. Volviendo un poco a las ecuaciones diferenciales:

$$\frac{dV}{dz} = -(R + j\omega L) I$$

Para la línea infinita:

$$V = V_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

y diferenciando..

$$\frac{dV}{dz} = -(\alpha + j\beta) V_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (2.65)$$

Sustituyendo la expresión de I (2.61) para luego igualar...

$$\frac{dV}{dz} = z(R + j\omega L) I_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

$$-(\alpha + j\beta) V_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} = -(R + j\omega L) I_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{R + j\omega L}{\alpha + j\beta} \quad (2.66)$$

donde $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$, tenemos

$$\frac{V}{I} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{R + j\omega L}{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}}$$

y por lo tanto:

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.67)$$

Como vemos, esta relación con unidades de impedancia determina una proporción constante entre los fasores V e I a lo largo de la línea, la cual está determinada por los coeficientes del circuito distribuido, es decir, por sí misma. Estas razones han influido para que se la denomine como "impedancia característica" de la línea.

$$Z_0 = R_0 + jX_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.68)$$

Esta cantidad que rige la relación entre voltaje y corriente en una línea de transmisión, resulta un tanto intangible, y como lo expresa su definición es una magnitud compleja (resistencia y reactancia) que varía con la frecuencia. Su valor se puede calcular conociendo los parámetros distribuidos R , L , G y C , y la frecuencia dada, sin embargo, se puede demostrar que para frecuencias mayores que unos cuantos centenares de KHz la impedancia característica alcanza un valor aproximadamente constante con un ángulo de fase de solo unos pocos grados, para los valores reales de R , L , G y C en la mayoría de las líneas de transmisión. En la práctica se ha estandarizado en radio frecuencia el uso de líneas cuyos valores de impedancia característica típicos son: 300Ω , 75Ω , 50Ω .

Supongamos ahora una línea cargada, en la que se cumple que no existe onda reflejada, y definamos impedancia de entrada, como el valor de carga equivalente que substituido en un punto dado de la línea mantiene invariante la relación V/I ; es decir, la impedancia de carga que "ve" la onda desde un punto determinado de la línea, en adelante.

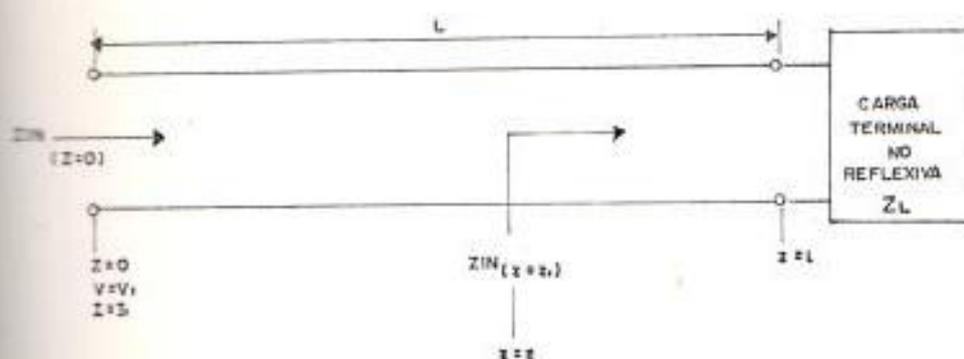


FIGURA 2.26.- DEFINICION DE IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada en $z = 0$ será:

$$Z_{in}(z=0) = \frac{V(z=0)}{I(z=0)} = \frac{V_1}{I_1} = Z_0$$

... y dado que no existe onda reflejada, también para $z = z_1$.

$$Z_{in}(z=z_1) = \frac{V}{I} = Z_0$$

Así dado que no existe dependencia de z para el valor de Z_{in} , entonces:

$$Z_{in}(z=L) = Z_{in}(z=z_1) = Z_{in}(z=0) = Z_0$$

... pero...

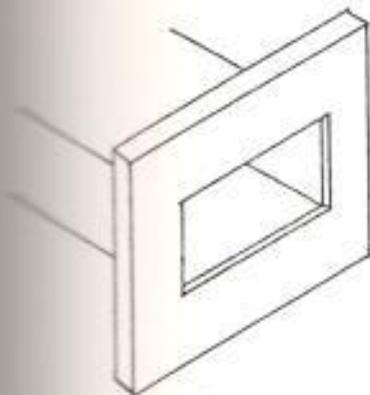
$$Z_{in}(z = \ell) = Z_L \quad (2.69)$$

$$Z_L = Z_0 \quad (2.70)$$

...lo que demuestra que se puede tener absorción completa de la potencia, si la carga tiene una impedancia igual a la impedancia de la línea. Cuando así sucede se dice que la línea y la carga están acopladas, y por ser ésta la condición más deseable, las impedancias de entrada de las antenas comercialmente disponibles, coinciden con los utilizados para las líneas de transmisión.

Cuando el radio enlace a efectuarse tiene como frecuencia de operación un valor mayor que 3GHz, se recomienda usar guía de onda en lugar de línea de transmisión, en razón de que las pérdidas en la guía son, para las citadas frecuencias, considerablemente menores que los de un cable coaxial. La guía de onda consiste en un "tubo" metálico que ofrece a la onda electromagnética un camino de propagación determinado por su trayectoria, al

tiempo que blindada dicha porción del espacio para que no exista influencia de campos externos en su interior y evite las fugas de energía hacia el exterior.



a) RECTANGULAR RIGIDA



b) CIRCULAR CORRUGADA

FIGURA 2.27 .- TIPOS DE GUIAS DE ONDA

El modo de transmisión para las guías de onda es el TE o TM, es decir: transversal eléctrico o transversal magnético. En cualquier caso existe componente de campo magnético o eléctrico, respectivamente, en la dirección de propagación, y son la forma y dimensiones de la guía las que determinan el modo y su orden. El orden de un modo TE_{mn} , está dado por la función de Bessel que rige su comportamiento y por el cero que corresponde la condición de frontera en las paredes de la guía. De ordinario se fabrican guías de

onda para trabajar en TE_{11} , esto es, primera función de Bessel primer cero de la función.

A diferencia de la línea de transmisión, la guía de onda se comporta como un filtro pasa alto, lo cual ocurre porque para lograr su objetivo, en primer término se requiere que la onda "entre" en la guía. Para ello la longitud de onda deberá ser lo suficientemente pequeña, es decir que servirá para valores de frecuencia superiores a un límite determinado. Sin embargo, al aumentar demasiado la frecuencia, la onda no solo que "calza" en la guía, sino que ésta empieza a quedarle "floja". En esta última condición, se producen demasiadas reflexiones internas de la onda resultando de una pérdida exagerada. Como vemos, la guía entonces servirá solamente para valores de frecuencia cercanos a su frecuencia de corte y así limitar la probable "holgura".

Para la banda comprendida entre 2 y 3 GHz, la que podríamos llamar banda de transición, la decisión acerca del uso de cable coaxial o guía de onda dependerá del caso específico,

y el ingeniero ha de sopesar diversos factores como atenuación, distancia entre transmisor y antena, potencia a usarse, costo, instalación, existencia de accesorios etc. De hecho no todas las ventajas las tiene la guía de onda y la palabra final *es a priori*, imposible de determinar.

Las otras pérdidas que pueden ocurrir en un radioenlace ideal se presentan en los equipos de comunicación, como multiplexores, demultiplexores, filtros, derivaciones, etc. Estas pérdidas son relativamente pequeñas comparadas con las ya analizadas, y sus valores son entregados por el fabricante. Típicamente fluctúan entre 0.1 y 0.5 dB por estación, para sistemas de banda ancha.

2.2 ATENUACION E INTERFERENCIA.-

Una vez que logramos enviar nuestra señal a través del aire, más correctamente de la tropósfera, más allá de las pérdidas básicas e inevitables que se señalaron en la sección previa, de acuerdo con la ruta real utilizada nos encontraremos nuevos inconvenientes. A continuación fijaremos nuestra aten-

ción en aquellos que resultan significativos para la operación en frecuencia de microondas, los cuales por obvias razones son abordadas de manera teórica y aproximada. Dado que para efectos prácticos no tendría sentido un análisis electrodinámico detallado, los resultados se obtienen usualmente de tablas o gráficos un tanto empíricos.

2.2.1 Atenuación por difracción de onda.-

Para un radio enlace de punto a punto usando microondas habíamos visto como la energía se concentraba en un haz, el cual quedaba determinado por las zonas de Fresnel, principalmente la primera de ellas. Cuando el recorrido del haz o rayo directo está libre, es decir, cuando la obstrucción más cercana está lejos de la primera zona de Fresnel, se estima que el trayecto está despejado. Ciertamente, algo de la energía que viaja en las zonas de Fresnel de mayor orden no llegará a su destino, pero la cantidad resulta despreciable.

Por el contrario, para enlaces con obstrucción en la 1ª zona de Fresnel o sus cercanías

la influencia es notable, y merced a ser tomada en cuenta. Para ello analizaremos dos casos que a pesar de no constituir la totalidad de las posibilidades resultan claramente explicativos y prácticos. En primer término veamos lo que ocurre cuando la propia curvatura de la tierra es el obstáculo. Probablemente, la onda electromagnética penetrará algo en la superficie y dará lugar a una cierta componente de onda superficial, sin embargo a la frecuencia en cuestión la atenuación de la mencionada componente es demasiado grande para que pueda influir. Por tanto la tierra actuará como un escudo impidiendo el paso de señal.

Supongamos la siguiente situación: las antenas están lo suficientemente lejanas como para que el rayo directo esté bloqueado por la curvatura de la tierra, no hay línea de vista. Podría pensarse que no habrá comunicación, sin embargo el significado correcto es que la atenuación será sumamente grande (40dB o más). Ahora aumentemos ligeramente la altura de las antenas hasta obtener una línea de vista separada de la superficie por una

pequeña porción del radio de la primera zona de Fresnel (F_1). Seguimos con atenuación, pero ésta ha disminuido considerablemente. Sigamos pues nuestro ejercicio, aumentando las alturas de las antenas de transmisión y recepción (h_1, h_2), al tiempo que recordamos que la totalidad de la energía transmitida es equivalente a la que viaja en algo así como la mitad de la primera zona de Fresnel, por aquello de las sumas y restas según el orden n de la zona. Es de esperarse entonces que en algún momento, a pesar de que la línea de vista no se ha separado la distancia F_1 de la superficie, la energía que llega es tal que la atenuación es 0 dB. Aunque posteriormente tendremos de nuevo atenuaciones en la señal transmitida desde (1) a (2), fluctuantes eso sí, a medida que h_1 y h_2 aumentan. Para situaciones en que zona despejada es mayor que $2.3 F_1$ se considerará el fenómeno de reflexión el cual estudiaremos posteriormente.

Aún cuando no corresponde al análisis realizado, cuando un radioenlace se realiza en tierra con altura aproximadamente constante, donde la obstrucción puede considerarse básicamen

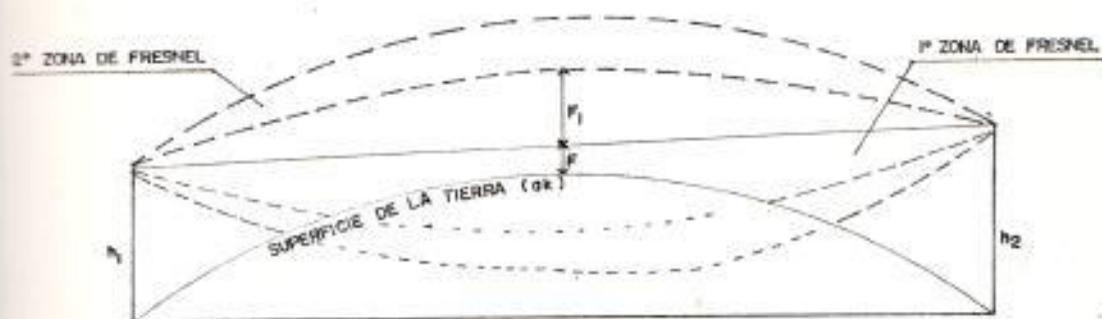


FIGURA 2.28.- DIFRACCION POR CURVATURA DE LA TIERRA

te como una consecuencia de la curvatura de la tierra se suelen calcular las pérdidas como si se tratase del caso descrito. La Figura 2.29 a continuación nos facilita visualizar el caso.

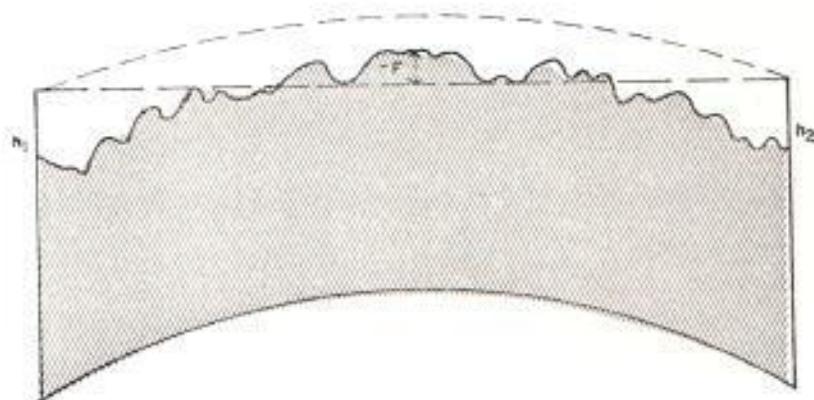


FIGURA 2.29.- OBSTRUCCION EN TIERRAS ALTAS TRATADO COMO DIFRACCION POR CURVATURA DE LA TIERRA [7]

$$A_{dB} = 10 \log 8 - 10 \log (1 - 2c(v))^2 + (1 - 2S(v))^2 \quad (2.71) [4]$$

donde:

$$v = \sqrt{2} \frac{F}{F_1}$$

$$F_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}} : \text{radio de la primera zona de Fresnel en M.}$$

$$c(v) = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) dx \quad \text{Integral de Fresnel}$$

$$S(v) = \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) dx$$

En la práctica los valores se obtienen de los gráficos a continuación, Figuras 2.31 y 2.32.

Cabe anotar que la UIT recomienda un espacio despejado F de por lo menos F_1 para las condiciones de $K = 4/3$.

2.2.2 Atenuación por Onda reflejada.

Tal como se vió en la sección 2.1.3 para frecuencias correspondientes a VHF y superiores,

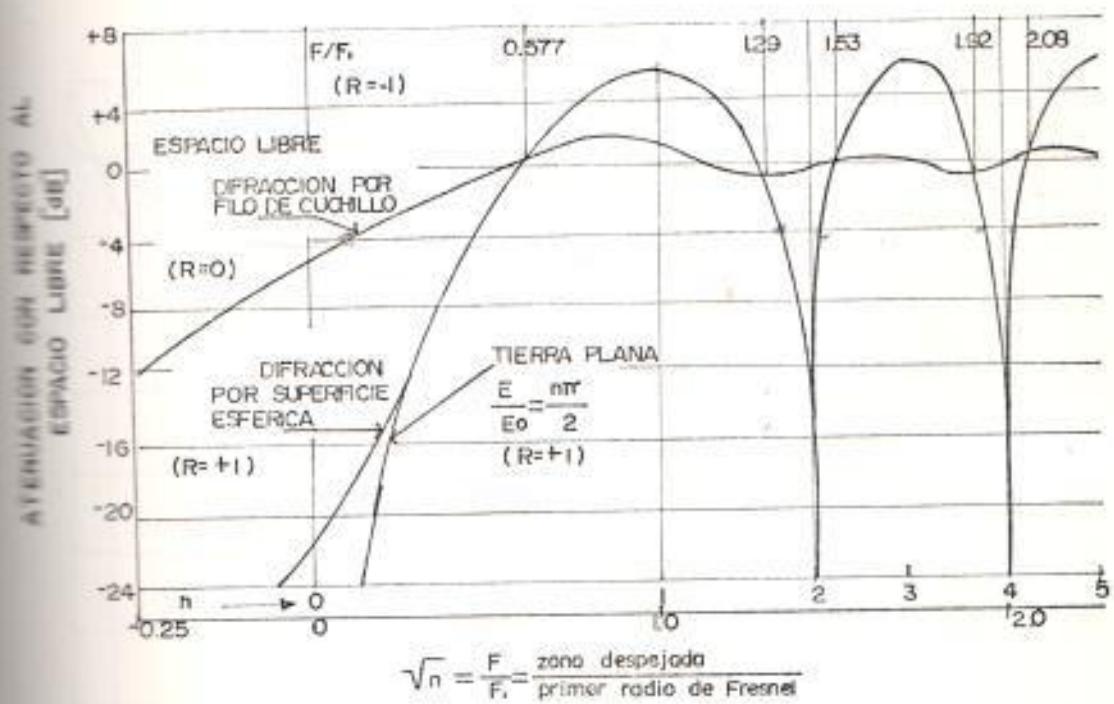


FIGURA 2.31.- EFECTO DE OBSTRUCCION AL HAZ DE ONDAS [7]

la componente de onda reflejada empieza a tener relevancia, pero a pesar de ser un nuevo camino alternativo para la transmisión de (1) a (2), esta componente se considera indeseable por razones que veremos más adelante. De ahí que deba analizarse como pérdida, es decir atenuación.

En primer lugar nos enfrentamos a un problema geométrico de determinar el punto de re-

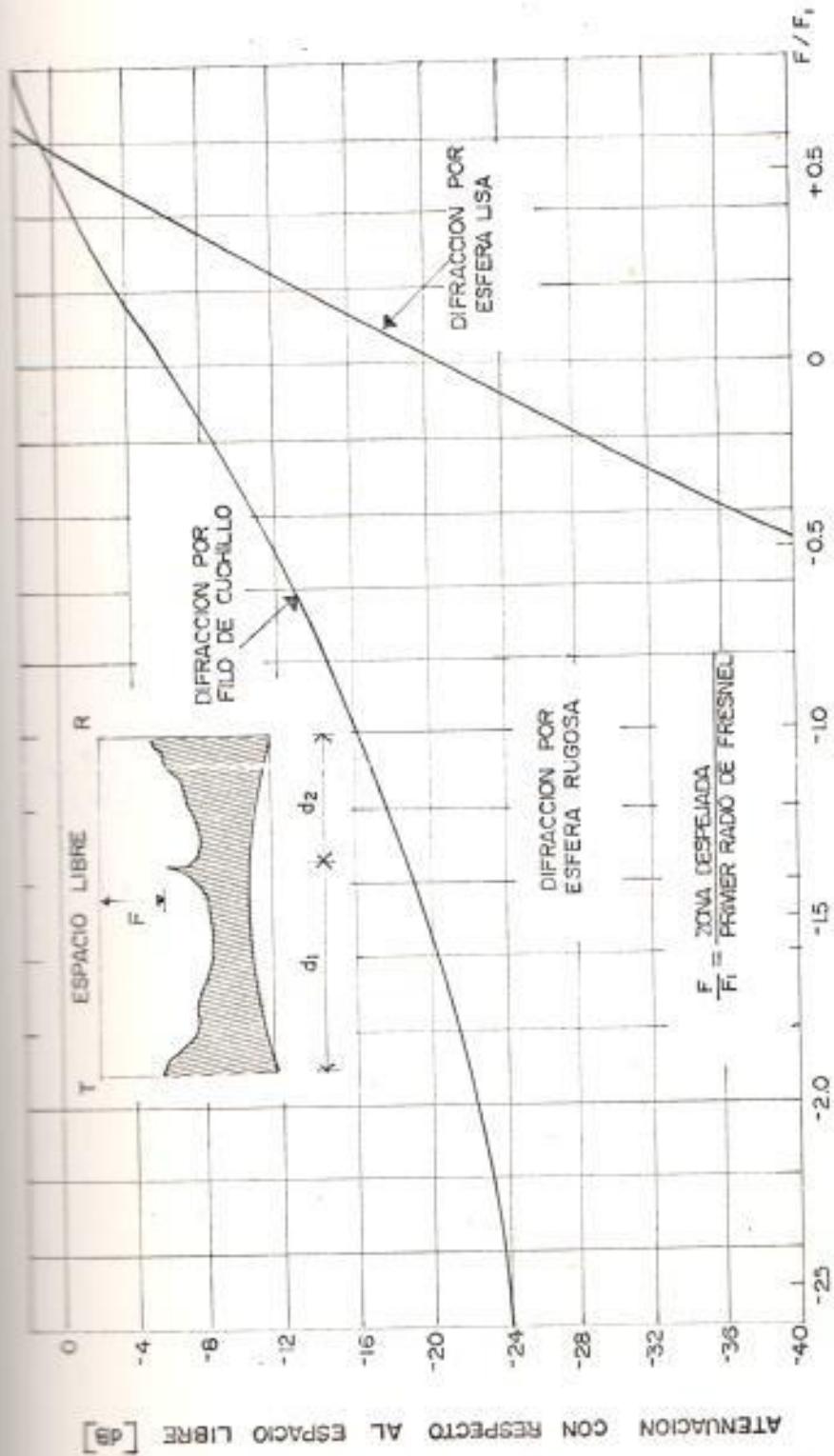


FIGURA 2.32.- VALORES DE ATENUACION PARA OBSTRUCCIONES MAS ALLA DE LA LINEA DE VISTA[7]

flexión, el cual para cuando consideremos la curvatura de la tierra se vuelve un poco engorroso. En la Figura 2.33, podemos encontrar las relaciones y aproximaciones convenientes pra resolverlo, algunas de las cuales ya fueron utilizadas en estudio de la representación en papel 4/3.

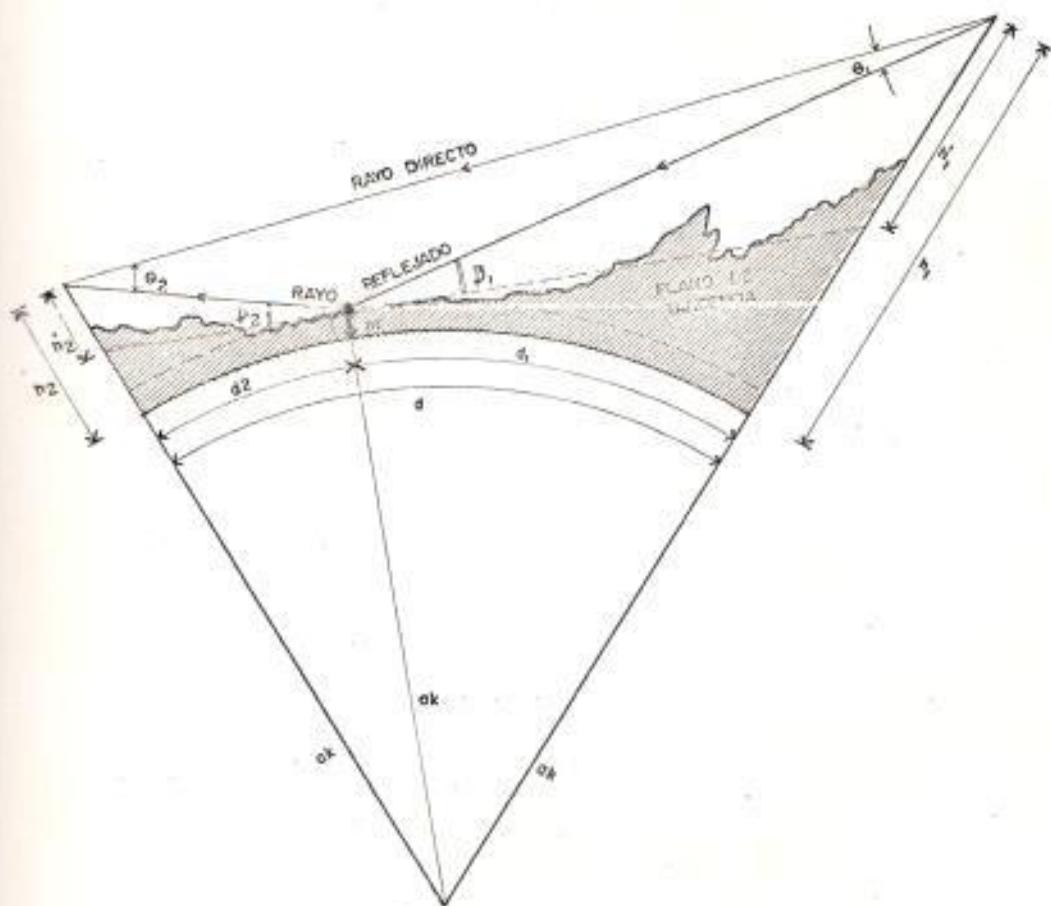


FIGURA 2.33.- GEOMETRIA BASICA DE EL RADIOENLACE
(1) (2).

Obedeciendo a las leyes de la óptica geométrica tenemos que el ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión, el cual es este caso ha de ser medido a partir del plano de tangencia en el punto de reflexión. Por lo tanto :

$$\beta_1 = \beta_2$$

... para los cuales se cumplen las siguientes aproximaciones...

$$\text{sen } \beta_1 = \text{tg } \beta_1 = \beta_1$$

$$\beta_1 = \frac{h_1'}{d_1}$$

$$\text{sen } \beta_2 = \text{tg } \beta_2 = \beta_2$$

$$\beta_2 = \frac{h_2'}{d_2}$$

... dado que en la práctica el ángulo es del orden de unos pocos grados, así:

$$\frac{h_1'}{d_1} = \frac{h_2'}{d_2}$$

Además, como habíamos visto antes:

$$h_1' = h_1 - h_r - \frac{d_1^2}{2Ka}$$

$$h_2' = h_2 - h_r - \frac{d_2^2}{2Ka}$$

Si recordamos también que..

$$d = d_1 + d_2$$

... y substituimos, llegamos a la ecuación de tercer grado:

$$b^3 - \left[1 + \frac{4Ka}{d^2} (h_1 + h_2 - 2hr) \right] b + \frac{4Ka}{d^2} (h_1 + h_2) = 0 \quad (2.72) [4]$$

donde:

$$d_1 = \frac{d}{2} (1 + b) \quad \text{y} \quad d_2 = \frac{d}{2} (1 - b)$$

y cuya solución está dada por la forma:

$$b = 2 \sqrt{\frac{1+m}{3m}} \cos \left[\frac{1}{3} \cos^{-1} \left(\frac{\frac{c}{1+m}}{2 \frac{1+m}{3m}} + 60 \right) \right] \quad (2.73) [4]$$

Siempre que...

$$C = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2 - 2hr} \quad m = \frac{d^2}{4Ka (h_1 + h_2 - 2hr)}$$

Por conveniencia definamos:

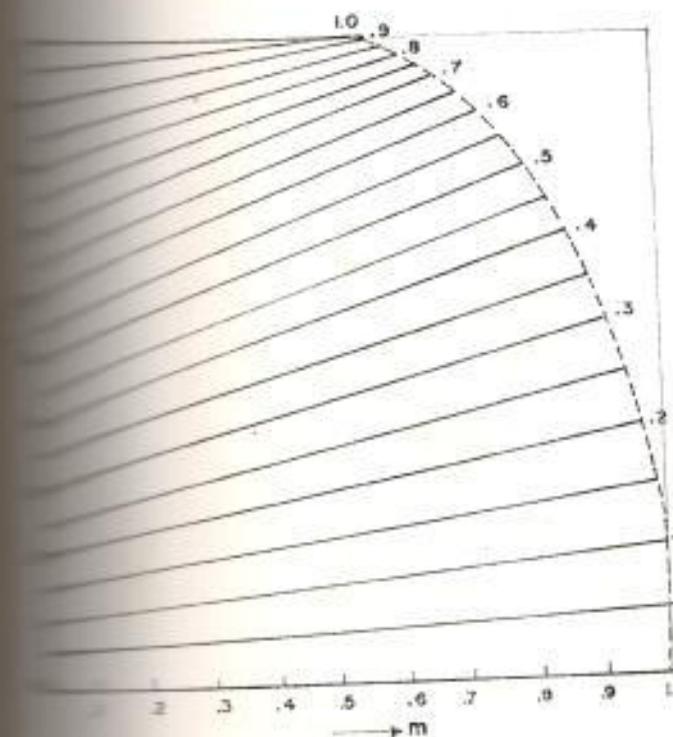
$$h_{10} = h_1 - hr \quad h_{20} = h_2 - hr \quad (2.74) [4]$$

... y así...

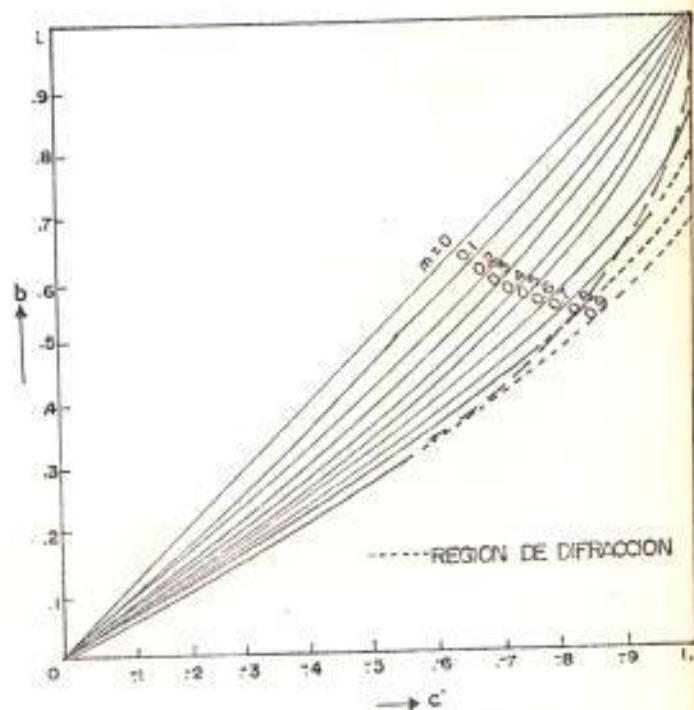
$$C = \frac{h_{10} - h_{20}}{h_{10} + h_{20}} \quad m = \frac{1}{4Ka} \cdot \frac{d^2}{h_{10} + h_{20}} \quad (2.75) [5]$$

Una vez establecidas estas relaciones podemos obtener las distancias d_1 y d_2 para un determinado valor de K ; sin embargo resulta que la altura del punto de reflexión hr es un dato necesario para obtener su ubicación. Si acaso el perfil topográfico estuviese alimentado en una computadora, la respuesta sería hallada por aproximaciones sucesivas con métodos numéricos, comparando siempre si para las distancias determinadas la altura hr entrada como dato es la correcta. Cuando no se posee esta herramienta, en cambio, se

puede estimar la zona de reflexión y de acuerdo con ella la altura del posible punto. La resolución del problema incluye el recurso de los gráficos, ya sea de aquellos que ofrecen curvas que relacionan las variables C y m de acuerdo al parámetro b , ó alternativamente b vs. c con parámetro m ; ya sea de cartas de curvas para los valores más usados de K , esto es $2/3$, $4/3$ e ∞ , los cuales resuelven gráficamente las ecuaciones y son de gran utilidad cuando se trata de trasladar un punto reflexión de un lugar a otro.



b. COMO PARAMETRO



m COMO PARAMETRO

FIGURA 2.34.- CURVAS PARA DETERMINAR C, M, B [4]

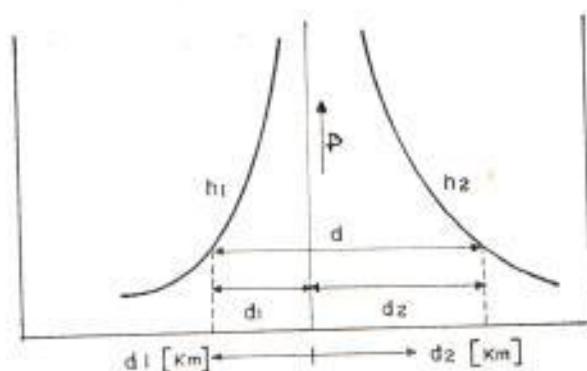


FIGURA 2.35.- CONSTRUCCION DE LA CARTA PARA PUNTO DE REFLEXION. [7]

Dependiendo de cual sea el punto de reflexión y de acuerdo con las características del correspondiente terreno, la cantidad de energía reflejada será proporcionalmente diversa, y uno de los criterios que aparece es el de la rugosidad del terreno. Supongamos un terreno con sinusoidales, elevaciones y depresiones de valor aproximadamente regular y veamos que ocurre con los rayos reflejados sobre él.

Como muestra la Figura 2.36, los dos rayos paralelos inciden en puntos distintos de la

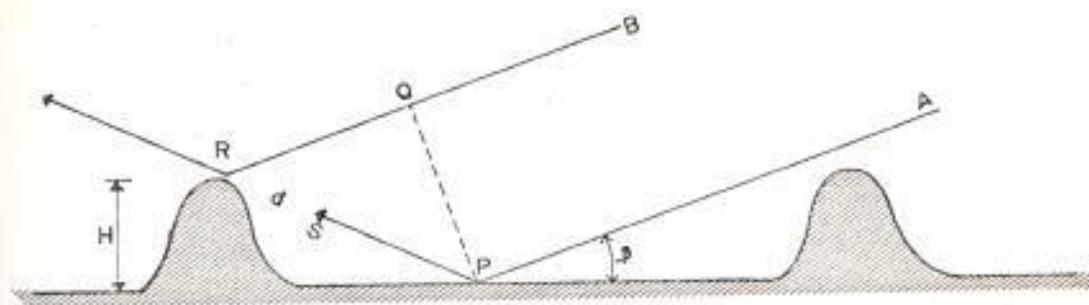


FIGURA 2.36.- REFLEXION SOBRE TERRENO RUGOSO [7]

zona; uno en la depresión y el otro en el punto más alto, separados entre ellos una distancia H . Por la altura H entonces, existirá una diferencia de recorrido en la señal, que denominaremos d , la cual implica una diferencia de fase. Para cuando la diferencia de recorrido es mayor que $\lambda/3$ se dice que el terreno es rugoso; y las pérdidas por reflexión empiezan a ser de poca importancia.

Para hallar aquella diferencia d quedamos que al tiempo que el rayo A toca tierra en P, el rayo B paralelo ha llegado hasta Q. A partir de este momento el rayo B continúa su recorrido una distancia r y alcanza su correspondiente punto de reflexión en R. Durante este tiempo la reflexión del rayo A recorrió una distancia igual r y se encuen-

tra en S, de modo que la línea recta que separa R de S es la diferencia d. Esquemati-
zando un gráfico tenemos:

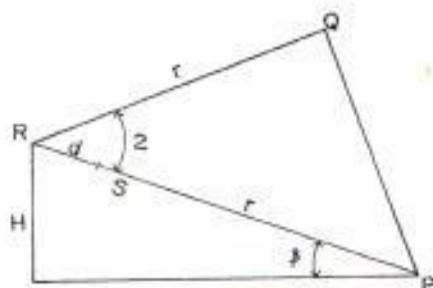


FIGURA 2.37.- DIFERENCIA DE RECORRIDO POR RUGOSIDAD

$$\frac{r}{r+d} = \cos 2\beta \quad r + d = \frac{r}{\cos 2\beta} \quad (2.76)$$

$$\frac{H}{r+d} = \sin \beta \quad r + d = \frac{r}{\sin \beta} \quad (2.77)$$

igualando tenemos; $r + d = r + d$

$$\frac{r}{\cos 2\beta} = \frac{H}{\sin \beta} \quad r = \frac{H \cos 2\beta}{\sin \beta} \quad (2.78)$$

Substituyendo en (2.77)

$$\frac{H \cos 2\beta}{\sin \beta} + d = \frac{H}{\sin \beta} \quad d = \frac{H - H \cos 2\beta}{\sin \beta}$$

$$H = \frac{d \operatorname{sen} \beta}{(1 - \cos 2\beta)} = \frac{d \operatorname{sen} \beta}{(1 - \cos^2 \beta + \operatorname{sen}^2 \beta)}$$

$$H = \frac{d \operatorname{sen} \beta}{(\operatorname{sen}^2 \beta + \operatorname{sen}^2 \beta)} = \frac{d \operatorname{sen} \beta}{2 \operatorname{sen}^2 \beta}$$

$$H = \frac{d}{2 \operatorname{sen} \beta} \quad (2.79)$$

rugosidad a partir de $d > \lambda/3$

$$H > \frac{\lambda}{6 \operatorname{sen} \beta} \quad \frac{H \operatorname{sen} \beta}{\lambda} > \frac{1}{6}$$

Así para una frecuencia de 6GHz con un ángulo $\beta = 0.57^\circ$ el valor de H que corresponde a $d = \lambda/3$ es de 83 cm, mientras que en iguales condiciones para $f = 3\text{GHz}$, $H = 1.67 \text{ m}$ y para $f = 2\text{GHz}$, $H = 2.50 \text{ m}$; lo que nos indica que a medida que disminuimos la frecuencia existen mayores riesgos de pérdidas por reflexión.

En ocasiones se estima el coeficiente de reflexión únicamente en base al coeficiente de rugosidad ($\beta H/\lambda$), en tanto que otras, tomando principalmente características eléctricas

del terreno; así se obtendrán los gráficos o tablas correspondientes que han de usarse de acuerdo con la información que se posea sobre el terreno en la zona de reflexión.

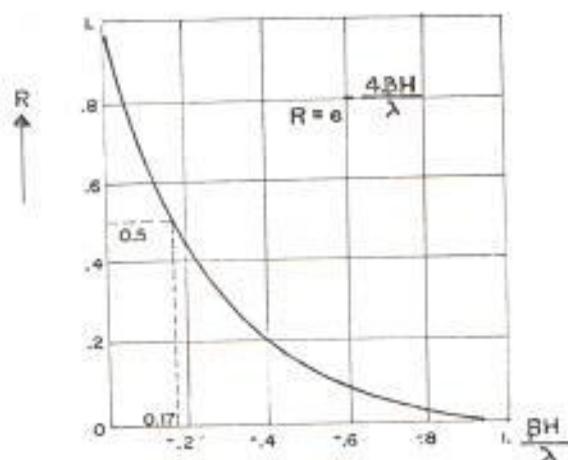


FIGURA 2.38.- COEFICIENTE DE REFLEXION EN FUNCION DE LA RUGOSIDAD. [γ]

TABLA VI [4.]

COEFICIENTES DE REFLEXION R PARA DIVERSO TIPO DE TERRENO

FRECUENCIA	AGUA	ARROZAL	CAMPO	CIUDAD MONTANA BOSQUE
2 GHz	1.0	0.8	0.6	0.3
4 GHz	1.0	0.8	0.5	0.2
6 GHz	1.0	0.8	0.5	0.2
11 GHz	1.0	0.8	0.4	0.16

Nótese que el coeficiente de reflexión establece una relación entre el campo incidente y el campo reflejado, de manera que al ser la potencia proporcional al cuadrado de la intensidad de campo eléctrico, para hallar su correspondiente valor en decibeles, tenemos:

$$P_i \propto E_i^2 \quad P_r \propto E_r^2 \quad E_r = RE_i$$

$$\frac{P_i}{P_r} = \frac{E_i^2}{E_r^2} \quad \frac{P_i}{P_r} = \left(\frac{E_i}{RE_i}\right)^2 = \left(\frac{1}{R}\right)^2$$

$$\text{Pérdidas por reflexión} = 20 \log (1/R) \quad (2.80)$$

En realidad las halladas recientemente son las pérdidas que sufre la onda reflejada en el punto de reflexión, pero además la componente de onda reflejada tiene que sufrir otras atenuaciones. Estas atenuaciones las vamos a medir comparadas con aquellas que sufre el rayo directo. Para ello escribimos las siguientes ecuaciones:

$$P_d \text{ (POTENCIA DE LA ONDA DIRECTA)} = P_{1+G_d1} - L_{0+G_d2} \quad (2.81)$$

$$P_r \text{ (POTENCIA DE LA ONDA REFLEJADA)} = P_1 + G_{r1} - L_0 - 20 \log(1/R) + G_{r2} \quad (2.82)$$

donde:

P_1 = Potencia en la antena transmisora

G_{d1} = Ganancia de la antena transmisora en la dirección del rayo directo.

G_{d2} = Ganancia de la antena receptora en la dirección del rayo directo.

L_0 = Pérdidas de espacio libre

G_{r1} = Ganancia de la antena transmisora en la dirección del rayo reflejado.

G_{r2} = Ganancia de la antena receptora en la dirección del rayo reflejado.

Por tanto la relación de potencia de la onda directa a potencia de la onda reflejada está dada por:

$$(P_d - P_r) \text{ dB} = P_1 + G_{d1} - L_0 + G_{d2} - P_1 - G_{r1} + L_0 + 20 \log(1/R) - G_{r2}$$

$$(P_d - P_r) \text{ dB} = (G_{d1} - G_{r1}) + (G_{d2} - G_{r2}) + 20 \log 1/R$$

$$G_{d1} - G_{r1} = D_{\theta 1} \quad G_{d2} - G_{r2} = D_{\theta 2} \quad (2.83)$$

... los que se obtienen del diagrama de direccionalidad de las antenas transmisora y receptora respectivamente; luego:

$$L_r \text{ dB} = D_{\theta 1} + D_{\theta 2} + 20 \log 1/R \quad (2.84)$$

Y de esta manera encontramos que las pérdidas de onda reflejada son en realidad L_r , es decir, que la magnitud de la potencia que alcanza la antena receptora gracias a la componente de la onda reflejada es L_r dB menor que la correspondiente a la onda directa. Claro está que el análisis no toma en cuenta posibles atenuaciones por difracción de onda las cuales habrá que sumar en la eventualidad de que sucedan simultáneamente. Recordemos además que debido a la diferencia de recorrido entre onda directa y reflejada, la influencia de esta última puede disminuir considerablemente a la primera, en el peor de los casos, y en los cálculos se la considera negativa. Pero además la diferencia de recorrido da lugar a un desfase entre los campos, que depende naturalmente de la longitud de onda (λ) utilizada. Es así que dentro del espectro de la señal transmitida, algunas componentes

se atenuarán más, otras menos y hasta es posible, si la señal es de banda ancha, que parte de ella no se vea afectada. Dicho de otra forma, la zona despejada F en el punto de reflexión coincidirá para zonas de Fresnel distintas según la frecuencia específica a la que viaja un mensaje cualquiera $m(t)$. Por eso decimos que la onda reflejada ofrece una atenuación selectiva en frecuencias. Esta selectividad en frecuencia que tendría como consecuencia lógica una atenuación selectiva con respecto a los canales para FDM, en nuestro caso TDM, todas las frecuencias llevan algo de información de cada canal multiplexado en tiempos y de tal manera, la atenuación afectará a todos de forma similar produciendo interferencia entre símbolos.

Aparte del desvanecimiento selectivo en frecuencias, la diferencia de recorrido afectará de manera diferente a cada punto de la antena receptora para una altura de antena transmisora fija, es decir, que la diferencia de recorridos entre la señal de onda reflejada y onda directa es proporcional a las alturas de las antenas y a la distancia entre ellas. Con al

gunas aproximaciones se puede demostrar que dicha diferencia de recorrido, dadas las condiciones reales resulta:

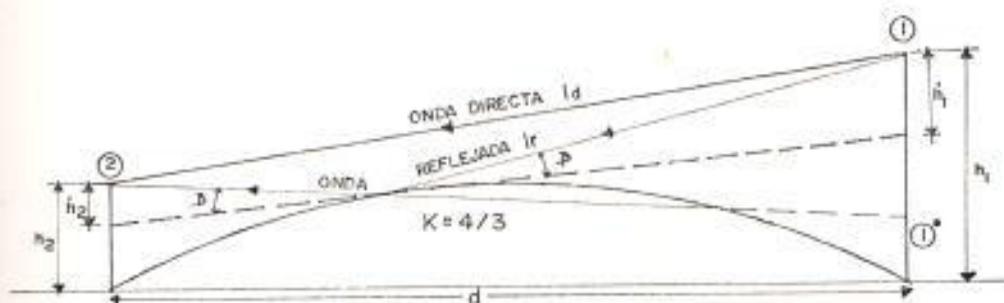


FIGURA 2.39.- DIFERENCIA DE RECORRIDOS TOTAL POR REFLEXION

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{h_1' + h_2'}{d} \approx \beta \quad \beta \rightarrow 0^\circ$$

Bajo esta consideración se hace el análisis para triángulos rectángulos:

$$\Delta \ell = \ell r - \ell d \quad (2.85)$$

ℓr = Recorrido de la onda reflejada

ℓd = Recorrido de la onda directa

$$z_d = 1 - 2 = \sqrt{d^2 + (h_1' - h_2')^2}$$

$$z_d = d \left[1 + \left(\frac{h_1' - h_2'}{d} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.86)$$

Desarrollando por binomio de Newton:

$$z_d = d + \frac{(h_1')^2 - 2h_1'h_2' + (h_2')^2}{2d} + \theta_3 \quad (2.87)$$

Con un análisis similar...

$$z_r = \textcircled{1} \rightarrow \textcircled{2} = \sqrt{d^2 + (h_1' + h_2')^2}$$

$$z_r = d \left[1 + \left(\frac{h_1' + h_2'}{d} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.88)$$

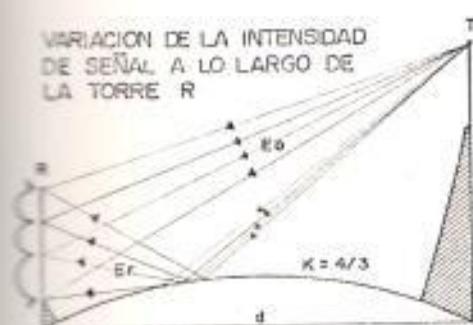
$$z_r = d + \frac{(h_1')^2 + 2h_1'h_2' + (h_2')^2}{2d} + \theta_3 \quad (2.89)$$

Despreciando los términos de orden cúbico y superiores tenemos:

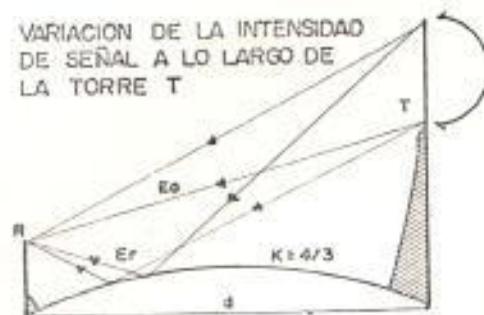
$$z_r - z_d = d + \frac{(h_1')^2 + 2h_1'h_2'}{2d} - d + \frac{-(h_1')^2 + 2h_1'h_2' - (h_2')^2}{2d}$$

$$\Delta \lambda = \frac{4h_1 h_2'}{2d} = \frac{2h_1 h_2'}{d} \quad (2.90)$$

Una vez más, el desfase producido por diferencia de recorridos nos hace pensar en una función casi periódica en la que podemos identificar como mínimos aquellos donde el citado desfase es de 180° . Si centramos nuestro punto de análisis sobre la antena receptora y lo movemos verticalmente sin producir un cambio drástico en la ubicación del punto de reflexión encontraremos máximos y mínimos igualmente espaciados como lo indica la figura. Por supuesto que, dada la ecuación que rige a $\Delta \lambda$, si igual análisis se realiza para la antena transmisora el resultado es, cualitativamente, el mismo.



(a) EN EL EXTREMO INFERIOR, MANTENIENDO FIJO h_1



(b) EN EL EXTREMO SUPERIOR MANTENIENDO FIJO h_2

FIGURA 2.40.- PATRONES DE INTERFERENCIA CAUSADOS POR LA COMPONENTE DE ONDA REFLEJADA [7]

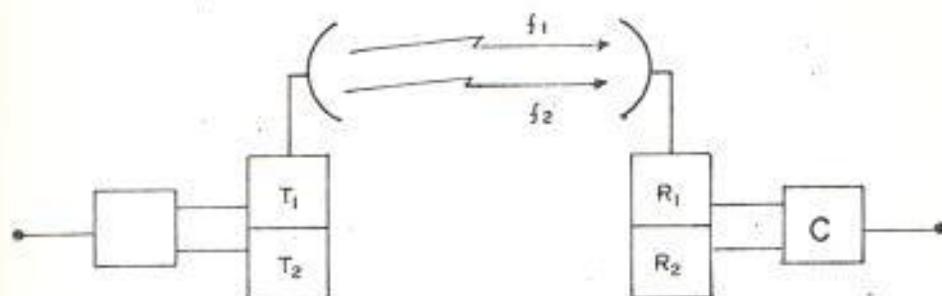
Dadas estas relaciones particulares entre la potencia de la señal recibida cuando existe onda reflejada y variables como frecuencia de operación y posición de las antenas para aquellos casos en que la onda reflejada es de intensidad considerable, se utilizan las técnicas denominadas de diversidad. Esto es, si la zona de reflexión por sus características, ofrece un alto coeficiente R y la energía de la componente reflejada podría en algún caso ($\phi = 180^\circ$) perturbar significativamente a la señal deseada, proveniente del rayo directo, en el punto de recepción; entonces, han de tomarse las debidas precauciones.

La primera de dichas precauciones es la diversidad de frecuencia. Se basa en el hecho de que grandes desvanecimientos en un enlace dado tienden a ocurrir en tiempo distintos para frecuencias suficientemente separadas. Es decir que dos zonas de Fresnel de orden par no coinciden en el punto de reflexión. Pero la diversidad de frecuencia también protege contra interferencia de multienlace que veremos más adelante. Con la diversidad "dentro de banda" usualmente se requiere que las frecuen

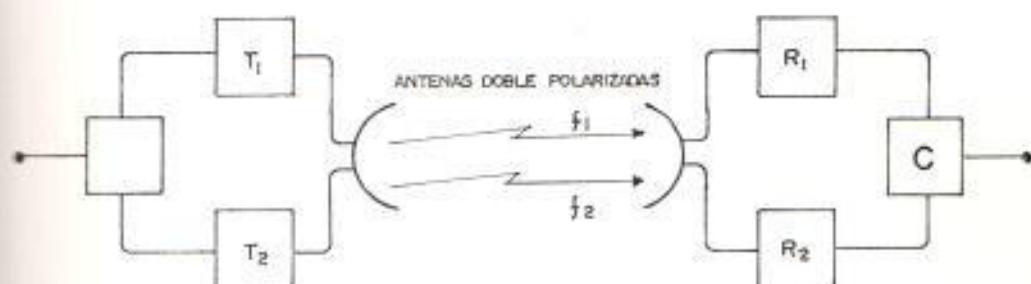
232

cias estén separadas en un 2% para que resulte razonablemente efectiva, sin embargo, un espaciamiento aún mayor (5%) será necesario para que los desvanecimientos sean no correlacionados. Un punto en contrario es que probablemente aquel punto en la banda de frecuencias ya está siendo usado en otro sistema. La diversidad de "bandas cruzadas" utiliza los canales de 11GHz para tráfico normal y canales en 6GHz para establecer la diversidad y así la banda de 6GHz para establecer la diversidad y así la banda de 6GHz protege también de atenuación por lluvia a la de 11GHz.

El segundo tipo de diversidad utilizado se conoce como diversidad de espacio y consiste en usar dos antenas montadas a diferentes alturas de tal modo que se reduzca la correlación entre las atenuaciones sufridas por dos señales que se mueven en dos recorridos distintos. La técnica de diversidad de espacio se basa en el análisis anterior de intensidad de señal a lo largo de la antena, en presencia de la componente de onda reflejada. Veamos como variando la altura se obtenían puntos mínimos y puntos máximos, pues bien, en



(a) DIVERSIDAD DENTRO DE BANDA



(b) DIVERSIDAD DE BANDAS CRUZADAS

FIGURA 2.41.- SISTEMAS CON DIVERSIDAD DE FRECUENCIA [7]

este caso se trata de aprovechar dicho fenómeno, ubicando las antenas separadas la una de la otra para que cuando en la una haya un mínimo, en la otra ocurra un máximo.

Para un punto mínimo cualquiera...

$$\Delta l = \frac{(2n + 1) \lambda}{2} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.91)$$

Tomemos dos mínimos consecutivos $n = m-1$ $n=m$

$$\Delta \ell_{m-1} = \frac{(2(m-1) - 1)\lambda}{2} = \frac{(2m-1)\lambda}{2}$$

$$\Delta \ell_m = \frac{(2m+1)\lambda}{2}$$

Y las alturas de antena correspondientes serán:

$$\Delta \ell_{m-1} = \frac{(2m-1)\lambda}{2} = \frac{2h_1' h_{2m-1}'}{d}$$

$$\Delta \ell_m = \frac{(2m+1)\lambda}{2} = \frac{2h_1' h_{2m}'}{d}$$

$$h_{2m-1}' = \frac{(2m-1)\lambda d}{4h_1'} \quad (2.92)$$

$$h_{2m}' = \frac{(2m+1)\lambda d}{4h_1'} \quad (2.93)$$

La separación entre los dos puntos de mínima señal será:

$$h_{2m}' - h_{2m-1}' = \frac{\lambda d}{4h_1'} (2m+1 - 2m-1)$$

$$\Delta h'_{2m-1} = \frac{\lambda d}{2h_1'} \quad (2.94)$$

Nótese que la distancia que buscamos es justa mente la mitad de la que obtuvimos, es decir que:

$$S = \frac{\lambda d}{4h_1'} \text{ EN EL EXTREMO 2} \quad (2.95)$$

$$S = \frac{\lambda d}{4h_2'} \text{ EN EL EXTREMO 1} \quad (2.96)$$

Cuando la diversidad de espacio se aplica en transmisión, y se alimenta a ambas antenas en paralelo el arreglo dará como resultado un pa trón de irradiación con un máximo en la direc ción del rayo directo y un punto nulo para el ángulo correspondiente a la componente de on- da reflejada.

De hecho parte de la técnica de diversidad de espacio consiste en escoger la más intensa de las dos señales, cuando se aplica en recepción. Los espaciamientos normalmente usados son del orden de 100 longitudes de onda para llegar valores muy pequeños de correlación. Si in- crementamos esta separación hasta 200 longitu

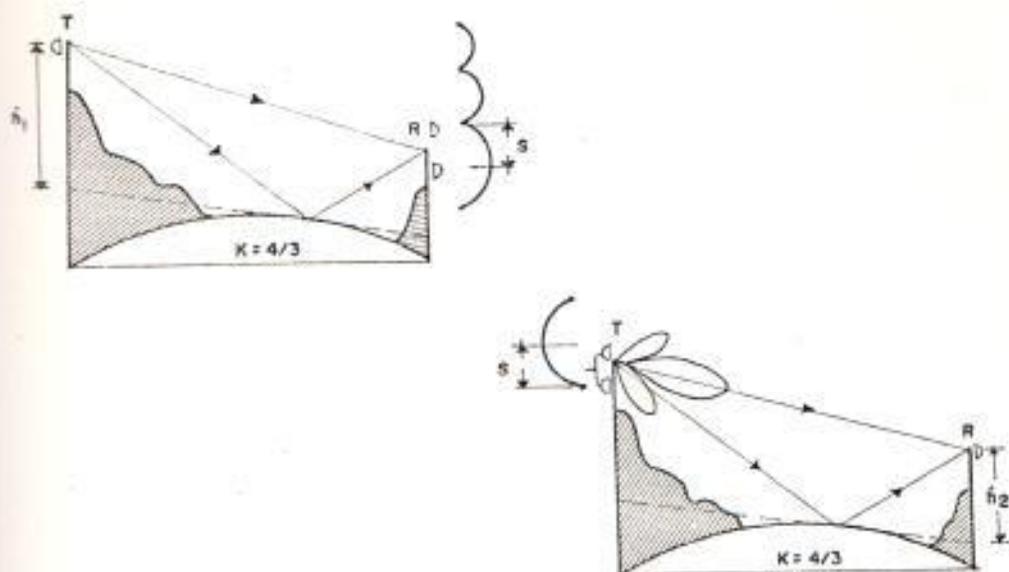


FIGURA 2.42.- DIVERSIDAD DE ESPACIO EN (A) RECEPCION Y (B) TRANSMISION. [7]

des de onda, se obtienen además excelentes resultados para disminuir el desvanecimiento de multienlace.

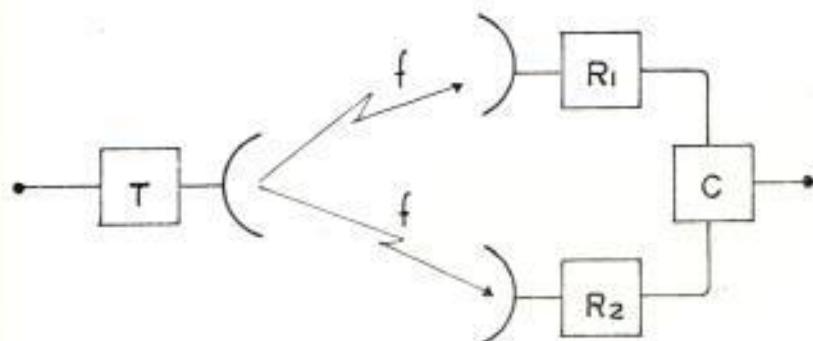


FIGURA 2.43.- SISTEMA CON DIVERSIDAD DE ESPACIO [5]

En ocasiones se instala una combinación de las dos técnicas de diversidad de frecuencia y de espacio, que se conoce como diversidad híbrida. La diversidad híbrida se compone de un arreglo de diversidad de frecuencia para el extremo transmisor, enviando la señal en dos frecuencias portadoras; en tanto que para el extremo receptor se colocan dos antenas espaciadas las cuales reciben cada una de las frecuencias. Un sistema instalado mediante esta técnica posee la mayoría de las ventajas de ambas técnicas y usa el mismo número de antenas que la diversidad de espacio. Su utilización es especialmente favorable para aplicaciones en "bandas cruzadas" pues requiere de dos antenas relativamente baratas de una sola banda de trabajo con mejores características que una costosa antena de doble banda.

Si comparamos las técnicas de diversidad de espacio con diversidad de frecuencia encontramos que ambas brindan adecuada protección, sin embargo para áreas donde la congestión en el espectro de frecuencias no es un inconveniente la diversidad de frecuencia ofrece

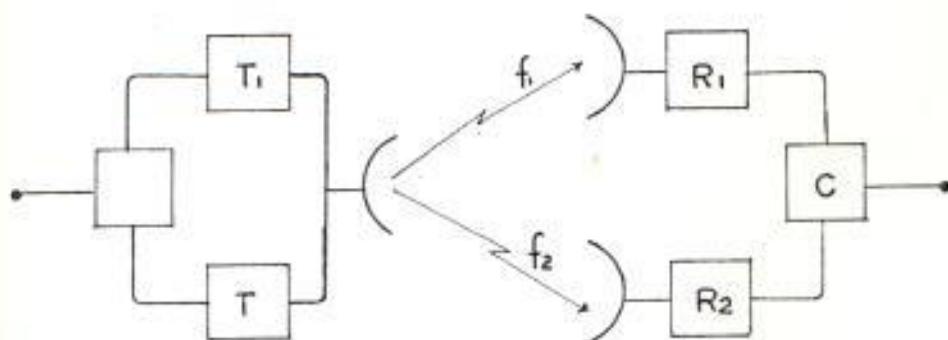


FIGURA 2.44.- SISTEMA CON DIVERSIDAD HIBRIDA [7]

ciertas ventajas. Por ejemplo, necesita una sola antena en vez de dos, por lo que las torres están menos cargadas; con diversidad "dentro de banda" utiliza una sola guía de ondas; además, un segundo camino electromagnético facilita el mantenimiento ya que los canales "stand-by" se comportan como canales de protección.

Por otra parte la diversidad de espacio soporta mejor variaciones de la constante K , es decir, cambios en la curvatura relativa entre el rayo y la tierra; y es más fácil de obte-

ner, en ocasiones, que una asignación para mayor ancho de banda.

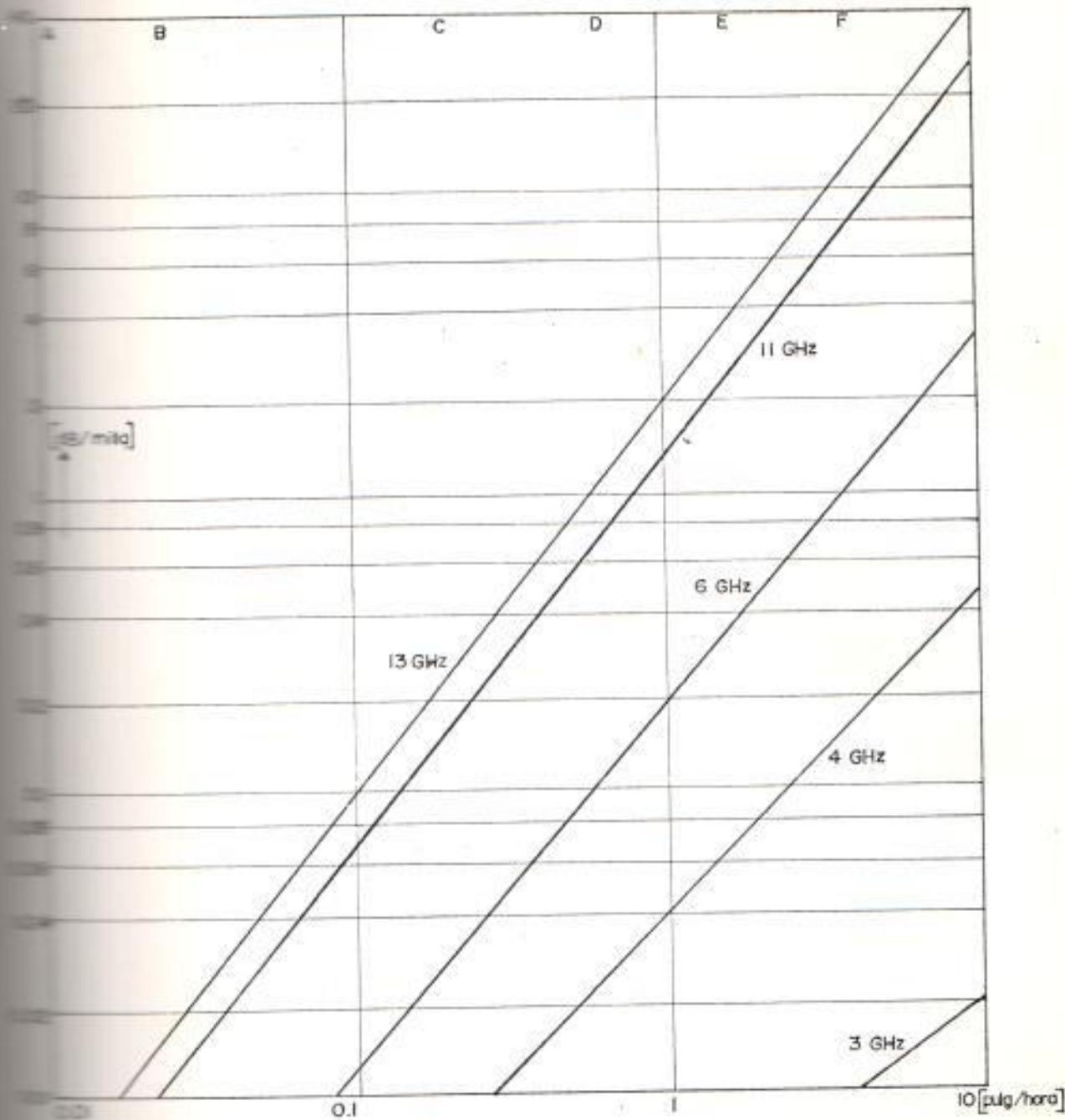
2.2.3 Atenuación por lluvia.-

La atenuación de una señal de microondas, debida a la presencia de lluvia o nieve en la ruta de un radio enlace, afecta en algún grado a todas las frecuencias pero sus efectos solo empiezan a notarse a partir de los 6GHz y es en frecuencias superiores a los 10GHz donde su influencia es tal que puede trastornar decisiones sobre la longitud o ruta del radio enlace. Los fenómenos de absorción y dispersión de la energía de la onda electromagnética por parte del vapor de agua y la lluvia son la causa de esta atenuación.

El grado de atenuación es función de varias variables, entre ellas, la banda de frecuencias, el tamaño y la forma de las gotas, y la distribución de la lluvia a lo largo del enlace, en términos de intensidad instantánea. Es decir que, lo realmente importante no es la cantidad total de precipitación en un lapso de terminado de tiempo, sino la máxima intensidad

instantánea de lluvia que puede alcanzarse en un momento dado, y el tamaño del área sobre la cual se precipita tal intensidad en el citado momento. Desgraciadamente pocas son las estadísticas sobre precipitación lluviosa que toman en cuenta esta medida y la información usualmente disponible está dada en términos de mm./hora, pulg/hora o algo parecido. De allí que en ocasiones se estimen las pérdidas producidas por la lluvia en curvas teóricas como las que muestra la Figura 2.45. La experiencia ha demostrado que los valores obtenidos mediante el uso de esta gráfica divergen muy poco de las medidas experimentalmente para las bandas de 11GHz y superiores, que son las más afectadas.

Cuan severo puede ser un problema de atenuación por lluvia depende críticamente del valor de confiabilidad que se desea alcanzar, y que ha sido fijado como objetivo. Actualmente dichos objetivos en los sistemas de alta confiabilidad requieren de valores del orden de 99.99% hasta 99.999% dependiendo del número de saltos involucrados. Esto significa que los totales de tiempo fuera de servicio del sistema estarán desde 0.01% hasta valores tan



ATENUACION POR LLUVIA
 Vs.
 TASA DE PRECIPITACION PLUVIAL

- | | |
|-----------------------|-------------------|
| A: LLOVIZNA | B: LLUVIA LIGERA |
| C: LLUVIA MODERADA | D: LLUVIA INTENSA |
| E: LLUVIA MUY INTENSA | F: TORMENTA |

FIGURA 2.45.- ATENUACION SEGUN LA PRECIPITACION PROMEDIO PARA CADA BANDA DE FRECUENCIA, [11]

pequeños como 0.0001%. Para darnos una idea, 0.01% en un año significa aproximadamente 53 minutos, mientras que 0.0001% son apenas unos 30 segundos. Enfocado el problema desde el mencionado punto de vista se ha desarrollado el siguiente método para calcular la atenuación por lluvia, el cual comprende los siguientes pasos:

a) Definición de la zona pluviométrica para obtener la intensidad de lluvia (ρ) que excede al 0.01% del tiempo. Esta información puede ser tomada de los mapas que para el efecto ofrece el CCIR con su respectiva tabla, o de alguna fuente local con información más detallada acerca de las estadísticas pluviométricas.

b) Cálculo de la atenuación de cada salto, debida a la lluvia, dada por:

$$Y_{\rho} = m \cdot \rho^a \quad [\text{dB/m}] \quad (2.97) \quad [12]$$

donde:

m, a = Son valores obtenidos para polariza-

ción horizontal o vertical de las tablas elaboradas por el CCIR con esta intención.

ρ = Es el valor de intensidad de lluvia en mm/hora para el 0.01% del tiempo (obtenido en paso "a").

c) Reducción de la longitud real del salto (d) al siguiente valor efectivo (de), el cual toma en cuenta la limitada distribución de las áreas de lluvia.

$$d_e = \frac{90 \cdot d}{90 + 4d} \text{ [Km]} \quad (2.98) \text{ [12]}$$

d) Luego, la atenuación por lluvia del enlace, para el 0.01% del tiempo será:

$$L_{\rho,0.01} = \gamma_{\rho} \cdot d_e \text{ [db]} \quad (2.99) \text{ [12]}$$

e) Para extender el valor de la atenuación por lluvia del enlace, de acuerdo a otros requerimientos de tiempo de fuera de servicio, podemos aplicar la siguiente fórmula:

$$L_{p_p} = (0.12) L_{p_{0.01}} \cdot p^{-(0.546+0.043 \log p)} \quad (2.100) [12]$$

Aunque el CCIR recomienda la aplicación de la fórmula únicamente en el rango de 0.001% hasta 1%, el cálculo se desarrolla normalmente para valores de porcentaje de tiempo de falla menores que 0.001%.

Ahora sí, una vez obtenido un determinado valor de atenuación por lluvia con una confiabilidad dada, éste deberá ser comparado directamente con el valor de margen de desvanecimiento del enlace. Por cierto, los protectores de antena, cuando están húmedos, también introducen atenuaciones que para muy elevadas frecuencias de microondas, rodean los valores entre 1 y 2 dB por salto. Ha de recordarse además que, 1) desvanecimiento por caminos múltiples no ocurre durante los períodos de lluvia intensa, o sea que la totalidad del margen de desvanecimiento está disponible para combatir la atenuación por lluvia y 2) ni la diversidad de frecuencias "dentro de banda" ni la diversidad de espacio proporcionan protección alguna contra la atenua

ción por lluvia. En el peor de los casos, si estamos usando una banda de microondas afectada severamente por la precipitación lluviosa, deberemos aumentar el margen de desvanecimiento, disminuir la distancia del salto, o ambos.

TABLA VII [12]

ρ : INTENSIDAD PLUVIOMETRICA MM/H

PORCENTAJE DE TIEMPO	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
1.0	-	1	-	3	1	2	-	-	-	2	-	4	5	12
0.3	1	2	3	5	3	4	7	4	13	6	7	11	15	34
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
0.03	3	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	145	200
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250

2.2.4 Desvanecimiento e interferencia.-

La atmósfera como medio de transmisión de las ondas electromagnéticas, no es en realidad totalmente homogéneo, pues variaciones de temperatura, presión, humedad, turbulencias, etc., producen cambios en el índice de refracción, los cuales en ocasiones no son predecibles.

TABLA VIII [12]

COEFICIENTE DE REGRESION PARA ESTIMAR LA ATENUACION POR LLUVIA SEGUN DATOS EMPIRICOS

FRECUENCIA GHZ	m _H	m _V	a _H	a _V
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.580
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
4	0.000650	0.000594	1.121	1.075
6	0.00175	0.00155	1.308	1.265
7	0.00301	0.00265	1.332	1.312
8	0.00454	0.00395	1.327	1.310
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.200
15	0.0167	0.0335	1.154	1.128
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.030
30	0.187	0.167	1.021	1.000
35	0.263	0.233	0.979	0.963
40	0.350	0.310	0.939	0.929
45	0.0442	0.393	0.903	0.897
50	0.536	0.479	0.873	0.868
60	0.707	0.642	0.826	0.824
70	0.851	0.784	0.793	0.793
80	0.975	0.906	0.769	0.769
90	1.06	0.999	0.753	0.754
100	1.12	1.06	0.743	0.744
120	1.18	1.13	0.731	0.732
150	1.31	1.27	0.710	0.711
200	1.45	1.42	0.659	0.690
300	1.36	1.35	0.688	0.689
400	1.32	1.31	0.683	0.684

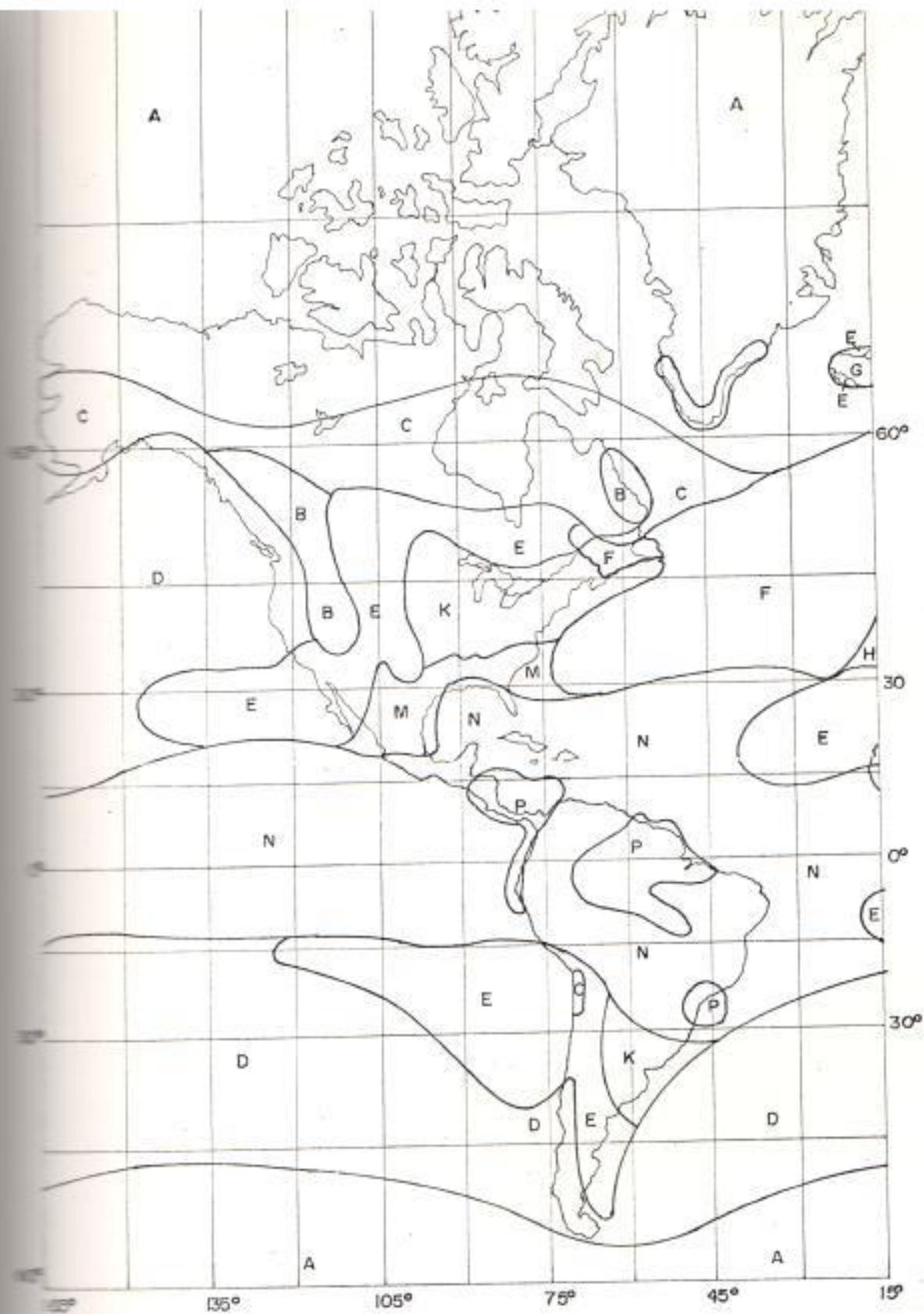


FIGURA 2.46.- ZONAS CLIMATICAS [12]
Análisis Pluviométrico (América)

Por este motivo en un radioenlace de microondas pueden darse situaciones como aquella que la Figura 2.47 muestra de manera simplificada.



FIGURA 2.47.- SITUACION DE DESVANECIMIENTO SIMPLIFICADA. [13]

Ambos rayos (1 y 2) alcanzan la antena receptora, pero recorriendo distancias diferentes y por tanto presentarán una cierta diferencia de fase. Dicho desfase dará lugar a que cada señal interfiera con la otra, pues la intensidad de campo recibida será el vector suma de ambas. La reducción de señal, por debajo de las pérdidas normales, como resultado del fenómeno descrito, se denomina desvanecimiento por caminos múltiples. Lógicamente, dado que los parámetros meteorológicos son variables en el tiempo, se observan final

mente fluctuaciones en la señal recibida.

Gran parte de los más severos desvanecimientos por caminos múltiples ocurren durante claras y cálidas noches de verano, cuando las inversiones de temperatura en capas adyacentes de la tropósfera y los efectos meteorológicos asociados producen gradientes negativos en el índice de refracción, esto es, que disminuye con la altura. Para el caso de la Figura 2.47 se ve que los rayos emitidos desde la antena transmisora con los ángulos θ_1 y θ_2 (Rayo 1 y Rayo 2) coinciden en el punto de llegada, evidenciando que la derivada del índice de refracción (dn/dh ó dN/dh) a decrecido a medida que aumenta la altura. De no suceder este fenómeno, es decir, si la variación de N con respecto a la altura se mantiene constante, la refracción afecta por igual a ambos rayos y ciertamente solo uno de ellos alcanzará la antena receptora.

Sin embargo, no es estrictamente necesario que la tropósfera esté dividida en capas, pues de alguna manera señales que recorren trayectorias distintas llegan al punto de recepción

con diferentes ángulos de fase. Estadísticamente se puede demostrar que la suma de los desfases sea tal que en algún instante la amplitud neta de la señal sea cero o cercana a cero. Cuando así ocurre decimos que se trata de un profundo desvanecimiento por caminos múltiples, y el tiempo durante el cual la señal es menor que un cierto nivel L lo denominaremos intervalo de desvanecimiento, para el citado nivel. La Figura 2.48 a continuación muestra una situación idealizada de desvanecimiento en la cual la señal disminuye de un nivel de -30dBm hasta -80dBm temporalmente. Se indica además el intervalo de desvanecimiento para un nivel L de 10^{-2} , o sea 40 dB . En general, la duración promedio de un desvanecimiento es independiente de la frecuencia y sólo proporcional al nivel de desvanecimiento L .

Una fórmula conveniente de cálculo para el intervalo de desvanecimiento usada en la práctica es:

$$\tau = 410.L \quad \text{para } L \leq 10^{-1} \quad (2.101) [13]$$

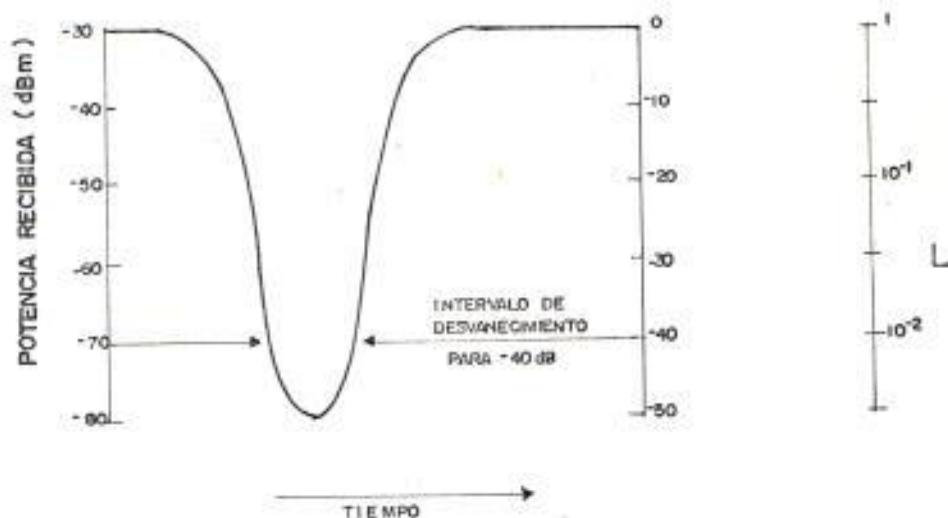


FIGURA 2.48.- DEFINICION DEL INTERVALO DE DESVANECIMIENTO. [13]

... así como también el uso del gráfico 2.49.

Pero aún más importante resulta analizar la probabilidad de que ocurra un desvanecimiento profundo en función de la magnitud de dicho desvanecimiento, es decir, la parte proporcional del tiempo durante la cual se puede esperar un desvanecimiento bajo el nivel L. Luego de examinar grandes volúmenes de

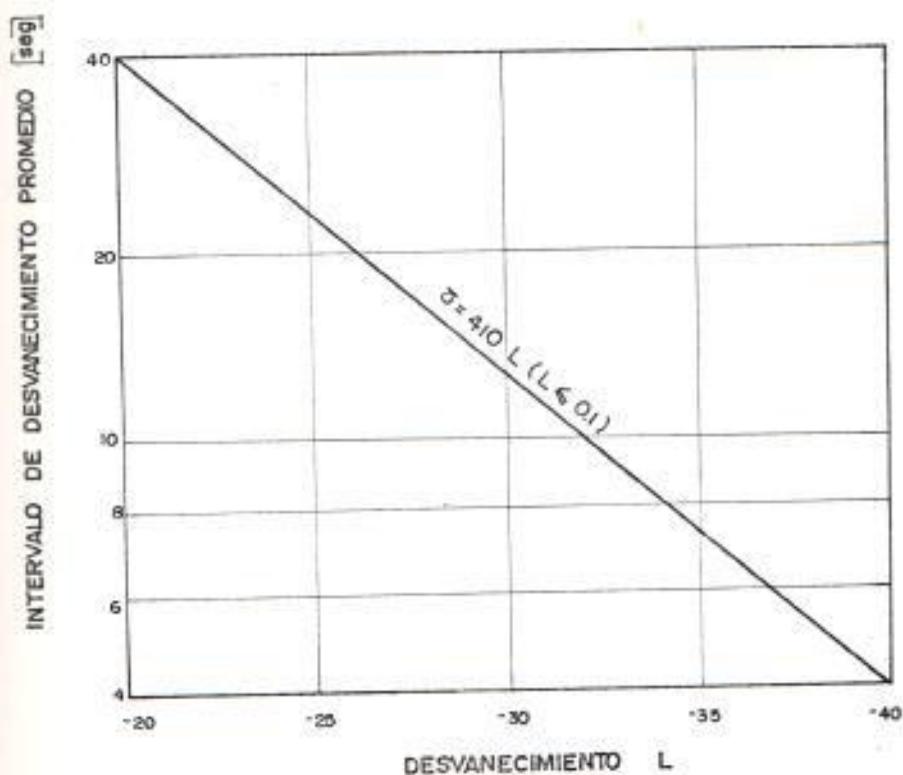


FIGURA 2.49.- OBTENCION GRAFICA DEL INTERVALO DE DESVANECIMIENTO [13]

datos experimentales se ha determinado que, en general, una relación lineal para la cual la probabilidad acumulada de desvanecimiento

disminuye 10 dB por década, es una buena aproximación para sistemas no protegidos con diversidad. Expresado algebraicamente:

$$P(V \leq L) = qL^2 \quad (L_{up} > L > 0) \quad (2.102)[13]$$

donde:

V = La disminución del voltaje recibido con respecto al medido en condición de no desvanecimiento.

L = Un determinado nivel de referencia

q = Parámetro que depende de las condiciones del medio donde se produce el desvanecimiento.

L_{up} = El límite superior posible de referencia para el cual aún se cumple la aproximación.

Este resultado experimental implica entonces, que la distribución de probabilidad de los desvanecimientos profundos en los sistemas sin técnica de diversidad, varía directamente con el cuadrado del nivel de referencia, a pesar de la gran variabilidad de los agentes físicos involucrados en el parámetro q, y de las

condiciones de prueba. Esta "ley cuadrática" se conoce como desvanecimiento Rayleigh.

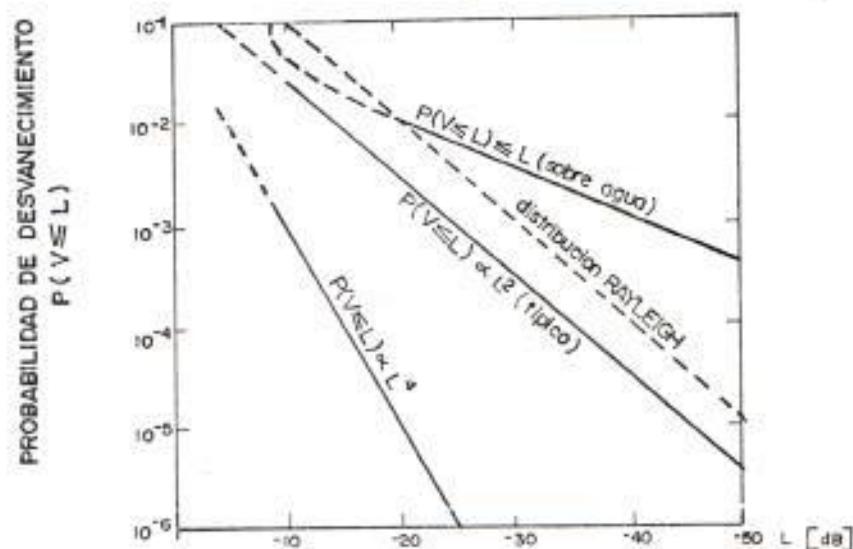


FIGURA 2.50.- DIVERSAS PROBABILIDADES DE DESVANECIMIENTO. [13]

Como se ha visto, cuando para un cierto enlace de microondas aparece más de un camino por el cual un rayo viaja desde transmisor a receptor, la interacción de ellos puede producir, y de hecho produce, en ocasiones graves

atenuaciones; mas si a nuestra antena receptora llega no solo nuestra señal deseada, si no también alguna otra proveniente de una fuente de señal diversa, la superposición de una y otra no disminuirá la intensidad de la señal resultante, pero dará lugar a una interferencia. Esta interferencia es, por cierto, dañina, ya que implica el estar recibiendo información en la cual no estamos interesados. Podríamos decir que la interferencia "ensucia" a la señal deseada, es decir, aumenta el ruido. Reconocemos así, dentro del fenómeno, dos señales a las que suele llamarse, interferente (ruido) e interferida (deseada).

De acuerdo con la procedencia de la señal interferente podríamos clasificar a la interferencia en dos grandes grupos: externa e interna. Interferencia externa es toda aquella que no proviene de nuestro sistema y por tanto no depende de los parámetros del mismo. De ahí se desprende que la interferencia externa no está bajo el control de quien diseña el equipo o planea la red; v.g. señales de una ruta vecina-paralela o cruzada con la nuestra de un servicio de satélite, radar, etc. En

estos casos lo único que podemos hacer es minimizarla siguiendo recomendaciones como un arreglo de los canales de radiofrecuencia siempre en concordancia con las sugerencias del CCIR, ecualización de la señal recibida en los nodos, entre otras.

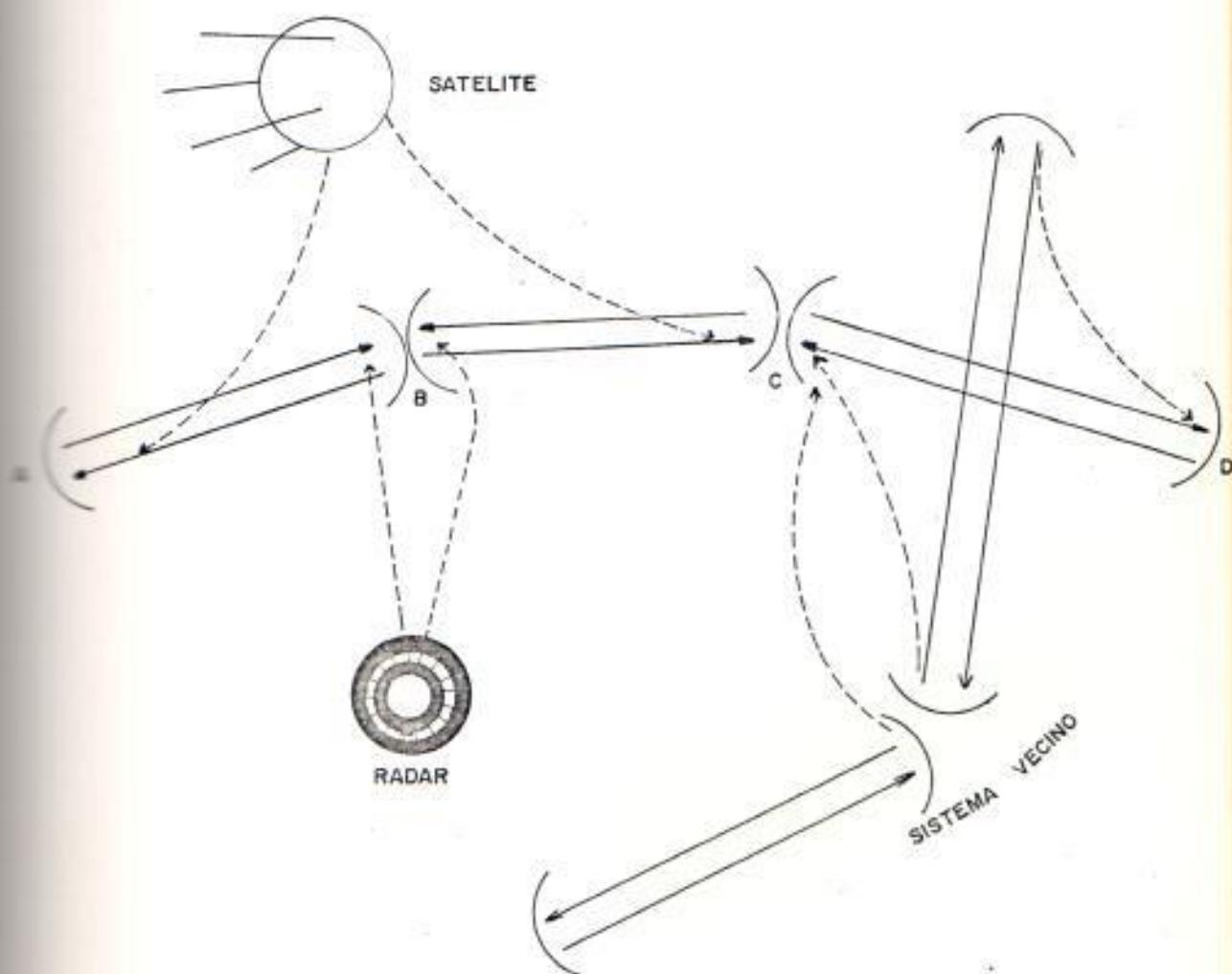


FIGURA 2.51.- DIVERSOS TIPOS DE INTERFERENCIA EXTERNA AL SISTEMA ABCD

Dentro de la interferencia interna, encontramos aquellas producidas dentro de los equipos o el diseño mismo del sistema; esto es, sintonización incorrecta de transmisor y receptor, frecuencia imagen del receptor, ecos entre línea y antena, relación F/B en los nodos o estaciones repetidoras, presencia de señal de canales adyacentes o similares desde otro salto del sistema, etc. De estas contribuciones de interferencia si tenemos en el diseño. Mientras que la interferencia interna dependiente de los equipos es tan pequeña que se considera despreciable, aquella originada por el arreglo de frecuencias y la configuración de la ruta se ataca utilizando filtros de alta selectividad tanto en radio frecuencia como en frecuencia intermedia y banda base; escogiendo de manera precisa la técnica de modulación, las frecuencias, cambiando de polarización cada tercer salto; considerando convenientes tipos de antenas, y disminuyendo su altura, manteniendo el criterio de zona despejada, con la finalidad de crear pérdidas por obstrucción en los posibles "sobresaltos".

Sin embargo, a pesar de todas estas precauciones, la interferencia de multienlace puede

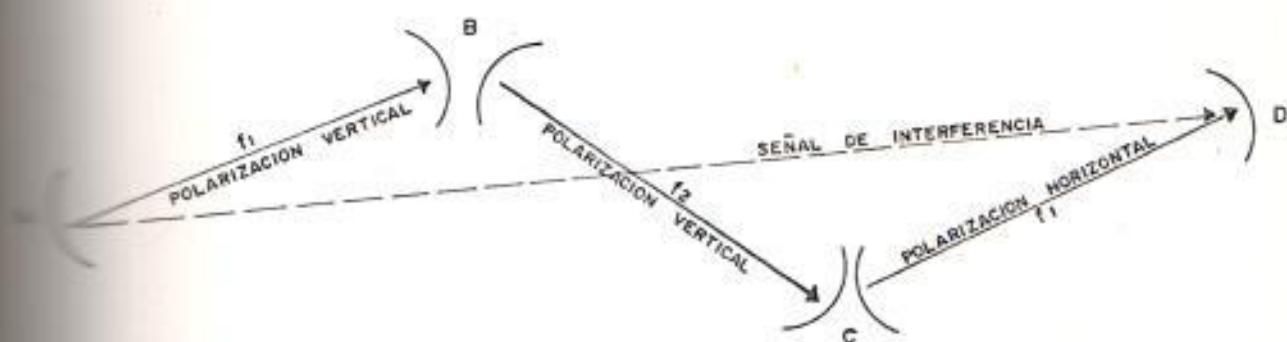


FIGURA 2.52.- APLICACION DEL CAMBIO DE POLARIZACION

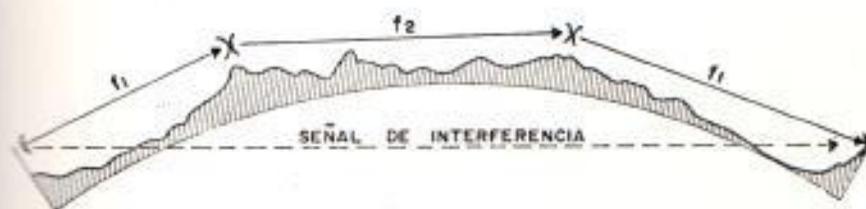


FIGURA 2.53.- USO DE ANTENAS BAJAS PARA CREAR OBSTRUCCION DE LA TIERRA

subsistir causando un ruido que será necesario calcular para poder decidir si está o no dentro del rango aceptable. Reconocemos entonces dos posibles situaciones de interferencia, es decir, constante y variable. Constante cuando la señal interferente e interferida recorren la misma ruta sufriendo iguales atenuaciones y por tanto su relación se mantiene; y variable cuando los recorridos de éstas son distintos, resultando que un desvanecimiento en una de ellas no implica necesariamente desvanecimiento en la otra.

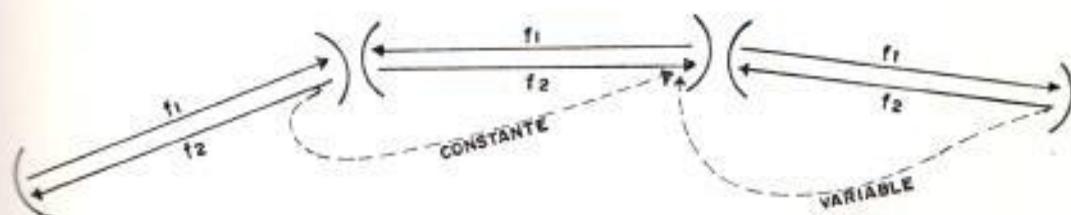


FIGURA 2.54.- SITUACIONES DE INTERFERENCIA INTERNA AL SISTEMA

El primero puede ser tomado como una interferencia de tiempo prolongado que afecta a la calidad de transmisión inclusive en ausencia de desvanecimiento; mientras el segundo, de

corta duración, cobra importancia en los instantes de grave atenuación en la señal interferida produciendo disminución en el margen de desvanecimiento.

Una nueva subdivisión importante de las señales de interferencia es: interferencia de canal compartido e interferencia de canal adyacente. Básicamente se trata del mismo fenómeno sólo que para el caso de que la señal interferente sea de canal adyacente, en el cálculo se la asumirá como de canal compartido luego de restarle la pérdida dada por el filtrado de la banda de interés, por ello:

$$S/I_{(CO-CH)} = S/I_{(AD-CH)} + NFD \quad (2.103) \quad 14$$

donde:

$S/I_{(CO-CH)}$ = Relación señal a interferencia de canal compartido.

$S/I_{(AD-CH)}$ = Relación señal a interferencia de canal adyacente.

NFD = Discriminación neta del filtro, que depende de la selectividad y separación de frecuencias.

Pero sea cual fuere su origen y tipo, la relación señal a interferencia se obtiene como la diferencia de la potencia de señal deseada en dBm y la potencia de señal interferente en dBm. Esto es, que han de calcularse todas las interferencias que llegan a un determinado punto X de la ruta, tomando en cuenta las pérdidas por direccionalidad de antenas (básicamente relación frontal-posterior), el desajuste de polarización cruzada, y la diferencia de recorridos, cuando sean del caso. Llegamos así a un valor de señal interferente que denominaremos I_T .

$$I_T = 10 \log \left(\sum_{i=1}^n 10^{I_i/10} \right) \text{ [dBm]} \quad (2.104) [14]$$

donde:

I_i = Contribución i ésima de señal interferente en dBm .

n = Número total de contribuciones.

y la relación S/I para interferencia constante resulta:

$$S/I_{\text{CONSTANTE}} = P_r - I_T \quad (2.106) [14]$$

mientras que la interferencia variable en el caso más crítico producirá, en caso de desvanecimiento de la señal interferida, que la relación S/I se exprese:

$$S/I_{\text{VARIABLE}} = P_u - I_T \quad (2.106) [14]$$

Para las ecuaciones anteriores, P_r y P_u son respectivamente la potencia recibida en situaciones normales, y la potencia de umbral, mínimo valor aceptable en el receptor.

Recordemos que la influencia de la interferencia es un nivel adicional de ruido presente en el receptor, luego, la mínima potencia de recepción para mantener un determinado BER, necesariamente ha de ser mayor que en condiciones de no interferencia. Por tanto, la presencia de interferencia dará lugar a lo que llamaremos degradación del nivel de umbral, cuya relación matemática se expresa como:

$$D_u = 10 \log (1 + 10^{(S/N - S/I)/10}) [dB] \quad (2.107) [14]$$

donde:

- Du = Degradación del nivel de umbral
 S/N = Relación señal a ruido aceptable para un BER específico.
 S/I = Relación señal a interferencia

Claro está que la relación señal a interferencia que se utilice depende del cálculo anterior y responde al tipo de interferencia presente. Fijándonos en las ecuaciones correspondientes se descubre que siempre una S/I variable será más grave que una constante y de allí que la contribución a la degradación del nivel de umbral será mayor.

Una vez obtenido Du podemos sumárselo a la potencia de umbral original y así obtenemos una potencia de umbral corregida. Dada una potencia de umbral (Pu) que es función de los parámetros del equipo, la velocidad de transmisión, el ruido térmico y la relación señal a ruido mínima aceptable para un determinado BER, tendremos:

$$Pu = S/N + 10 \log F + 10 \log Br + 10 \log KT \text{ [dBm]} \\ (2.108) \quad [15]$$

donde:

P_u = Potencia de umbral sin considerar interferencia.

S/N = Relación señal a ruido aceptable para un BER específico.

$10\log F$ = Figura de ruido del aparato receptor

Br = Velocidad de transmisión en Mbps

$10\log KT$ = Ruido térmico en una banda de 1MHz

... substituyendo KT ...

$$10\log KT = 10\log (1.38 \times 10^{-23} \times 10^3 \times 300 \times 10^6) = -113.83 [\text{dBm}]$$

$$10 \log KT \approx -114 \text{ dBm}$$

La ecuación queda simplificada como:

$$P_u = S/N + 10\log F + 10\log Br - 114 [\text{dBm}] \quad (2.109)$$

Bajo la influencia de una o varias señales interferentes:

$$P_u^* = P_u + D_u \quad \text{FM}^* = P_r - P_u^* \quad (2.110) [14]$$

Donde:

P_u^* = Potencia de umbral corregida considerando interferencia.

FM* = Margen de desvanecimiento considerando
interferencia.

2.3 TASA DE BITS ERRONEOS.-

En la práctica ninguna comunicación está libre de errores, tal como lo hemos visto en la sección anterior. El ruido térmico, la interferencia entre símbolos y las interferencias externas figuran como causas principales del deterioro en la calidad de la señal transmitida. Para el caso de señal de banda base digital, dicho deterioro equivale a interpretar el mensaje recibido de forma distinta a como fue transmitido, lo cual implica presencia de error en los códigos. La medida establecida para valorar dichos errores se denomina tasa de bits erróneos (BER).

2.3.1 Relación señal a ruido y BER.-

El parámetro utilizado para definir la calidad de una señal recibida en transmisión FDM se denomina relación señal a ruido y representa la proporción entre la cantidad de potencia contenida en la información deseada y aquellas que transporta el ruido. Por lógica mejor calidad mientras mayor la relación señal ruido.

En transmisión digital en cambio estamos interesados en conocer cuantos bits fueron recibidos correctamente y cuantos se interpretaron mal. La relación entre el número de bits erróneos y el número total de bits recibido en un intervalo dado define a la tasa de bits erróneos o simplemente BER.

$$BER = \frac{N_e}{N_t} \quad (2.111) \quad [16]$$

donde:

BER = Tasa de bits erróneos

N_e = Número de bits en error

N_t = Número total de bits

}En un mismo intervalo

En esta ocasión en cambio la mejor calidad de señal está indicada por un valor de BER más pequeño.

La práctica ha demostrado que más allá de las definiciones, la calidad de una señal analógica y otra digital tienen un comportamiento totalmente distinto cuando intervienen en un radio enlace de microondas. Recordemos que en el radio enlace está involucrada otra señal

que, sin importar las características de la banda base, siempre será analógica, nos referimos a la señal modulada que se encuentra dentro del rango de microondas. Dado que los cálculos del estudio de propagación se refieren a ésta última, y más concretamente a la portadora utilizada, resulta interesante conocer que variaciones se observan en la calidad de la señal de banda base a medida que varía la potencia de la señal recibida.

Para simplificar la explicación vamos a suponer una potencia de ruido constante afectando a la señal modulada, así la disminución de potencia recibida produce una señal modulada más "sucia" en el receptor. Cuando la señal de banda base es analógica, cada variación infinitesimal en la relación señal a ruido de la onda modulada tiene influencia en la calidad de la señal demodulada. Por ello es de esperarse un contínuo deterioro en la relación señal a ruido del mensaje. Sin embargo, esas mismas variaciones no representan cambio alguno para la señal de banda base digital, mientras no alcancen un valor significativo. Pues ha de ser necesario algo más que un cambio ligero en la relación señal a ruido para

que un término digital tome otro valor de código. De ello se desprende que para un cierto rango de variación en la potencia recibida de la señal modulada, la información digital mantendrá un BER constante, pasado el cual la calidad de la señal de banda base disminuirá bruscamente. Los gráficos de la Figura 2.55 dan cuenta de lo explicado.

Por todo lo anterior, y dado que para nuestro caso la naturaleza de la señal modulada y la de banda base es totalmente distinta, resulta imperativo determinar alguna relación entre la proporción de señal a ruido (δ) de la primera con probabilidad de códigos en error de la segunda, si es que existe. Pensemos entonces en la forma general de la onda modulada:

$$E(t) = s(t) \cos\{\omega_c t + \rho(t)\} \quad (2.112) [3]$$

En la ecuación anterior reconocemos a las funciones $s(t)$ y $\rho(t)$ como dependientes de la señal modulante digital, en virtud de la cual el espectro de frecuencias de la señal modulada es infinito teóricamente. En la práctica la señal es filtrada mediante un pasa banda

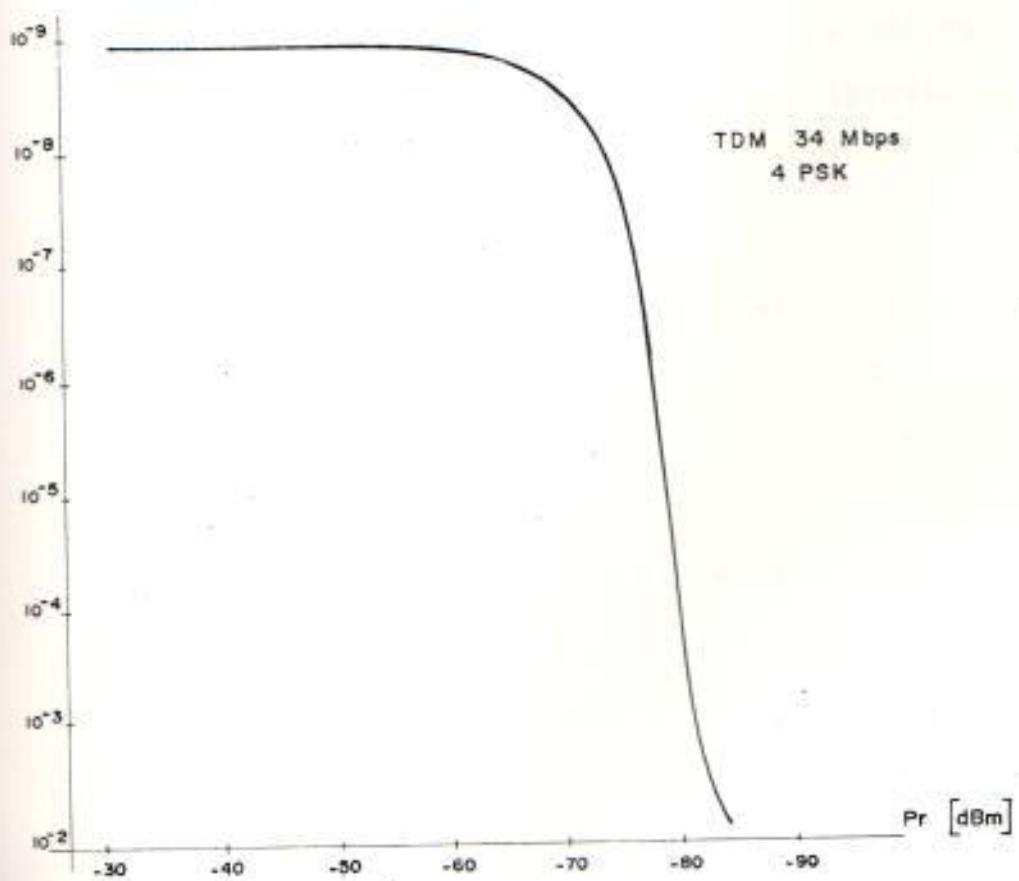
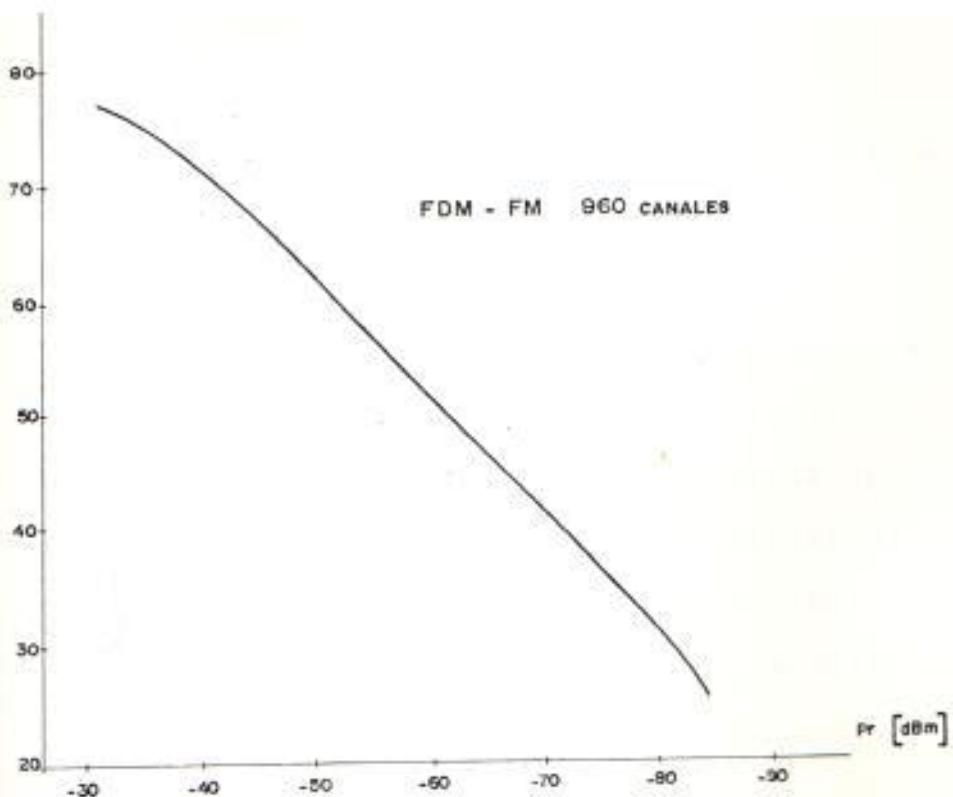


FIGURA 2.55.- VARIACION DE LA CALIDAD DE LA SENAL DE BANDA BASE PARA RADIO ENLACES ANALOGICOS Y DIGITALES. [16]

con frecuencia central $f_c = \omega_c/2\pi$ y al hacer lo también se reduce en banda el ruido que se suma a la señal. Dicho ruido cuya amplitud responde a la distribución de probabilidad gaussiana, produce una vez filtrado, alteraciones en el valor de la envolvente de la onda modulada. Se puede demostrar que el valor de la envolvente una vez afectada por el ruido de banda estrecha obedece a la distribución de tipo Rayleigh.

Expresando el ruido aleatorio filtrado en sus componentes en fase y en cuadratura con respecto a la onda portadora tenemos aproximadamente:

$$n(t) = x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (2.113) \quad [3]$$

donde:

$n(t)$ = Ruido de banda estrecha
 $x(t)$
 $y(t)$ } = Funciones en el tiempo que varían lentamente que ω_c y obedecen a la distribución normal.

Traduciendo a expresión polar para utilizar

fasores resulta:

$$n(t) = r(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (2.114)$$

$$r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (2.115)$$

$$\phi(t) = \text{arc tg } \frac{y(t)}{x(t)} \quad (2.116)$$

... lo cual sumado a la onda modulada pura en un instante determinado t_0 producirá una superposición de la cual obtenemos una resultante $R(t_0)$:

$$R(t_0) = S(t_0) + r(t_0)$$

$$\overline{OP} = S(t_0); \overline{PT} = x(t_0)$$

$$\overline{PQ} = y(t_0); \overline{PS} = r(t_0)$$

$$\overline{OT} = \omega(t_0); \overline{OS} = R(t_0)$$

y de manera general:

$$\omega(t) = S(t) + x(t) \quad (2.117)$$

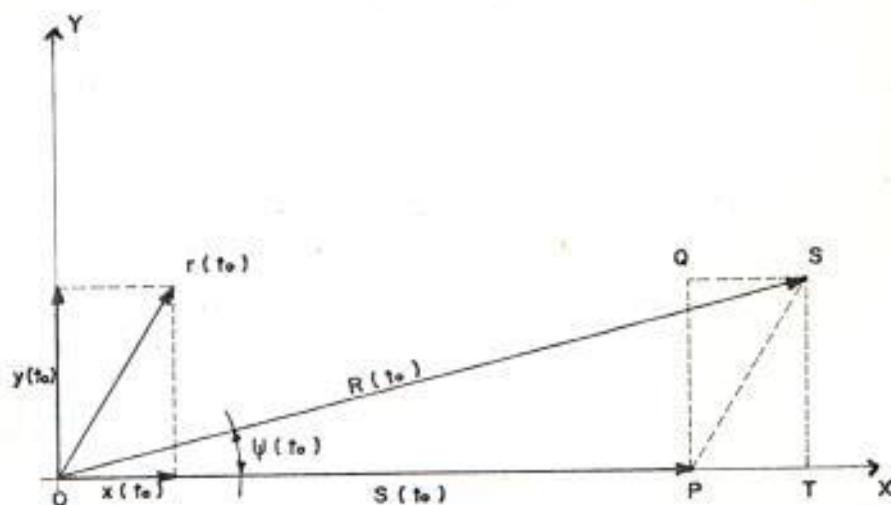


FIGURA 2.56.- SUPERPOSICION DE SENAL DESEADA Y RUIDO[3]

$$R(t) = \sqrt{w^2(t) + y^2(t)} \quad (2.118)$$

$$\psi(t) = \text{arc tg } \frac{y(t)}{w(t)} \quad (2.119)$$

Ahora bien, igualando:

$$S(t) = S(t_0) = A$$

... sabiendo que la potencia de $r(t)$ es σ^2 ,
tendremos la proporción de señal a ruido
igual a:

$$\delta = \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ y } S/N = 10 \log \delta \quad (2.120)$$

... la cual expresada en dB como parámetro nos determina que tipo de distribución Rayleigh corresponde a nuestra envolvente

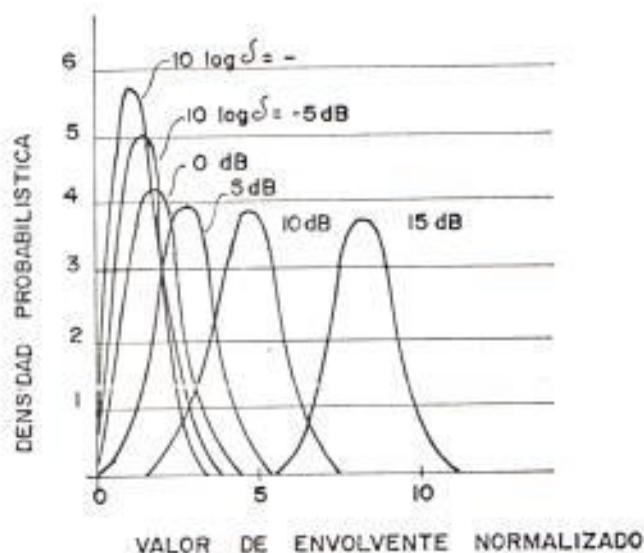


FIGURA 2.57.- DISTRIBUCION DE PROBABILIDAD DEL CON TORNO DE ENVOLVENTE DE UNA ONDA COM PUESTA DE SENOIDAL Y RUIDO DE BANDA ESTRECHA. [3]

Queda claro entonces que la coexistencia de onda modulada y ruido produce una variación del fador resultante $R(t)$ de la señal recibida y así, dependiendo de la relación señal a ruido (S/N), dicho fador será capaz de ubicarse en una posición diferente del plano XY

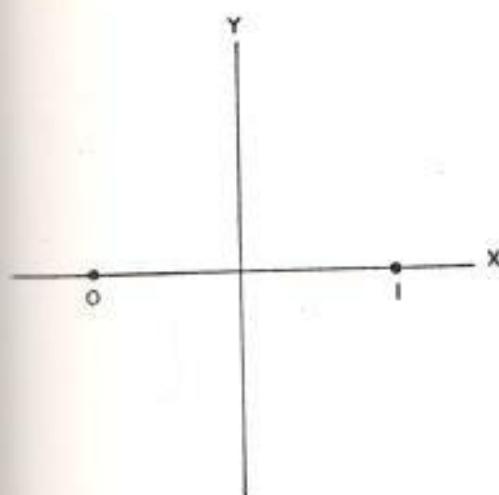
para adoptar un código distinto al generado originalmente en el punto de transmisión. La probabilidad de que opere un cambio de código, esto es, la probabilidad de códigos en error, dependerá de la distribución Rayleigh correspondiente al parámetro $10 \log_6$ y a la posición de los puntos de código en el plano XY. Tal como veíamos en la sección 1.3.2 la asignación de los puntos de código depende de la técnica de modulación utilizada y por lo tanto, es de esperar que la distribución Rayleigh afecte de modo cuantitativamente distinto a cada una. Más aún, al plantearse el problema de la calidad de señal en recepción estamos interesados en la recuperación de la señal, y así, podemos suponer que según el método usado en la demodulación, la relación entre señal/ruido y BER tendrá diferentes valores.

2.3.2 Valores comparativos de BER.-

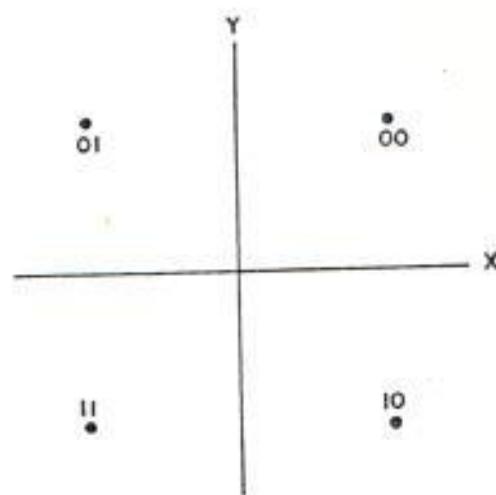
Cuando la onda modulada llega al receptor, es filtrada y luego pasa a la etapa de la demodulación; proceso en el cual se realiza diversas operaciones a la señal para poder extraer

de ella la información que se encuentra en la banda base. En principio podríamos dividir a los métodos de demodulación como: 1) aquel en el cual la componente variable contenida en la onda modulada se detecta directamente, y 2) el método que, comparando la onda modulada con una portadora pura, detectamos la diferencia entre ellas. El primero se conoce como detección no coherente y el segundo, que requiere de una referencia de fase para la onda portadora, lo denominamos detección coherente. De cualquier manera, volviendo un poco al plano XY y la representación fasorial, una vez demodulada la señal, el regenerador le asignará un valor específico de código de acuerdo a un cierto rango de decisión que tiene su correspondiente zona de decisión en el plano. Es decir, mientras la resultante $R(t)$ no sobrepase una determinada zona de decisión la asignación del código será la misma. Así, la tasa de códigos erróneos está dada por la probabilidad de que $R(t)$ sobrepase una zona de decisión específica.

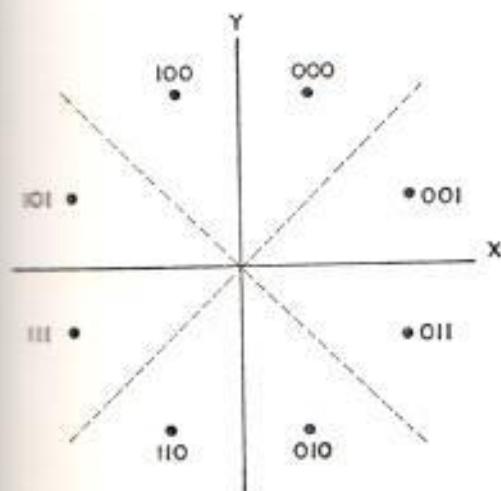
Luego de algunos cálculos, según el método de demodulación practicado se puede determinar



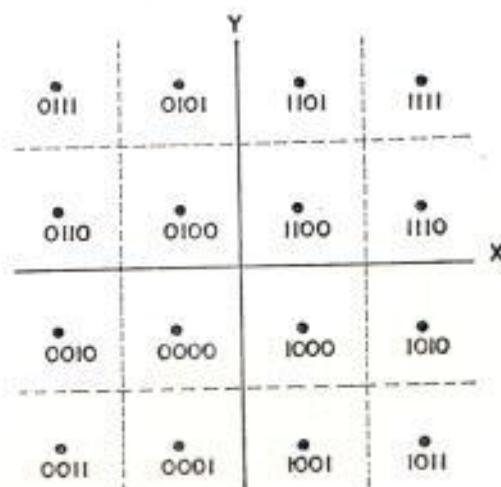
(a) 2 PSK - 2 ASK



(b) 4 PSK



(c) 8 PSK



(d) 16 QAM

FIGURA 2.58.- ZONAS DE DECISION PARA DIVERSAS TECNICAS DE MODULACION.

que la probabilidad de error en la asignación de códigos para la señal bivalente corresponde a los resultados demostrados en la Tabla IX.

Haciendo uso de las ecuaciones de la Tabla IX, se grafican las correspondientes curvas, para cada método de demodulación, obteniéndose un resultado de tasa de códigos erróneos para cada valor de relación señal a ruido en la onda modulada. Nótese en el gráfico que la demodulación coherente de la señal PSK, produce el mínimo porcentaje de errores de código para una misma relación señal a ruido. Dicho de otra forma, mejor será un método de demodulación que otro, con respecto a la detectabilidad de la señal, mientras menor relación señal a ruido exige, en la onda modulada, para una misma probabilidad de error.

Para la modulación multinivel existen más cantidad de puntos de código en el plano XY y por tanto las zonas de decisión resultan proporcionalmente menores. Esto implica que, con una magnitud menor de ruido puede darse un error de código; lógicamente las señales

TABLA IX

TASA DE BITS ERRONEOS SEGUN EL METODO DE DEMODULACION (SEÑAL BIVALENTE)

MODULACION	DETECCION NO COHERENTE		DETECCION COHERENTE	
	(Fórmula aproximada)	(Función error)	(Función error)	Fórmula Aproximada
ASK	$\frac{1}{2} e^{-\frac{\delta}{4}} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{\pi\delta}} \right]$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\delta}}{2} \right)$		$\frac{1}{\sqrt{\pi\delta}} e^{-\frac{\delta}{4}}$
FSK	$\frac{1}{2} e^{-\frac{\delta}{2}} \left[1 - \frac{e^{-\frac{\delta}{2}}}{\sqrt{2\pi\delta}} \right]$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\delta}}{2} \right)$		$\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta}} e^{-\frac{\delta}{2}}$
PSK	(Detección retardada) $\frac{1}{2} e^{-\delta}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\delta}}{2} \right)$		$\frac{1}{2\sqrt{\pi\delta}} e^{-\delta}$

1. Coherente PSK
2. Retardada PSK
3. No coherente FSK

4. Coherente FSK
5. No coherente ASK
6. Coherente ASK

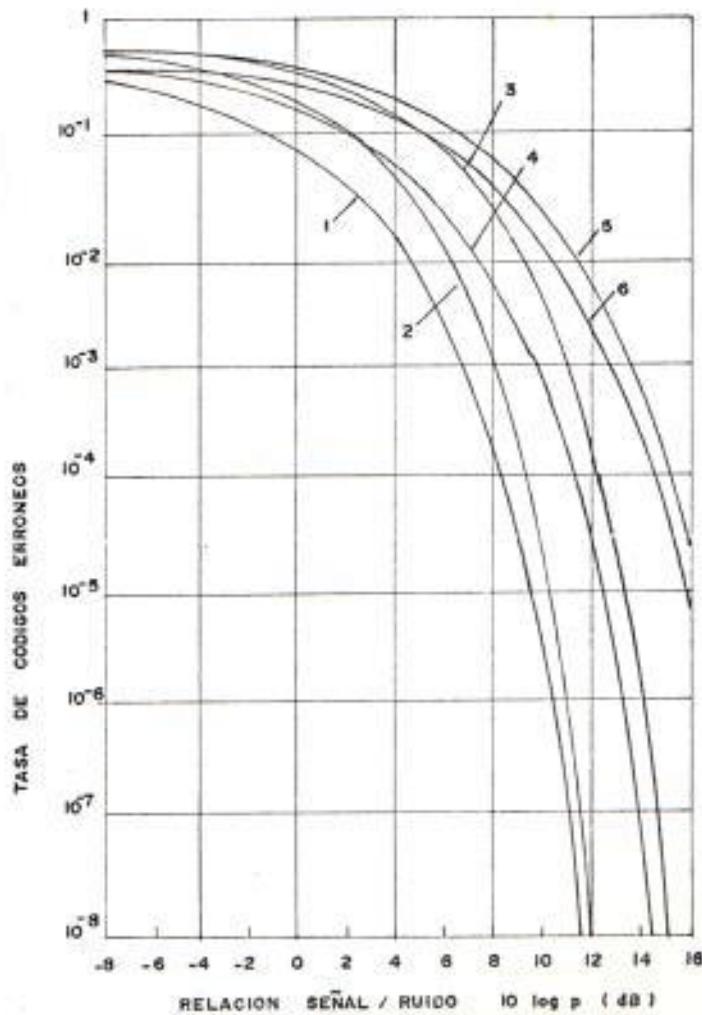


FIGURA 2.59.- TASA DE CODIGOS ERRONEOS PARA SEÑAL BIVALENTE [3]

multivalentes requieren de una relación señal a ruido mayor para lograr una tasa de errores dada. Sin embargo, también aumenta la magnitud de información contenida en un código y por tanto en caso de que la velocidad de información es fija, la modulación multinivel requiere de menor velocidad de transmisión de códigos que la bivalente. Dado que la velocidad de transmisión de códigos es uno de los parámetros que deciden la forma de la envolvente en el espectro de la onda modulada, entonces disminuir la velocidad significa que la banda requerida puede ser estrechada. De forma general decimos que para modulación n-valente el ancho de banda se reduce como $1/\log_2 n$ en relación a la de una bivalente, y así, suponiendo un espectro de ruido plano, la S/N necesaria se mejora proporcionalmente a la disminución de la anchura de banda. Esto es:

$$\delta_0 = \frac{\delta}{\log_2 n} \quad (2.14) \quad [3]$$

En los métodos de transmisión multivalente cuyo número de niveles es mayor que 16, la modulación de amplitud en cuadratura (QAM) da

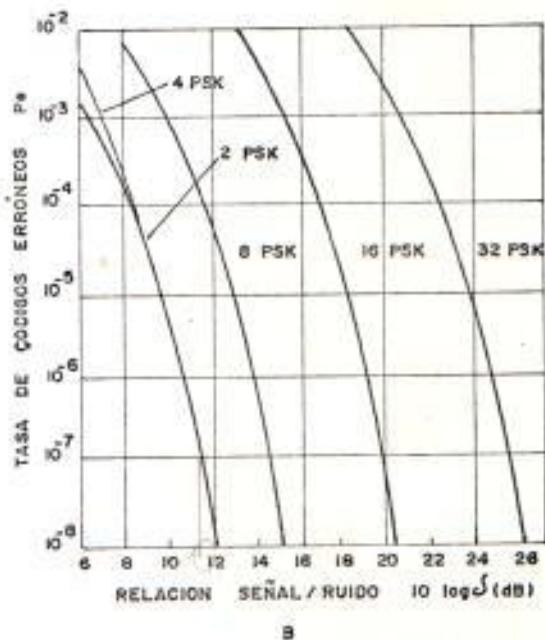
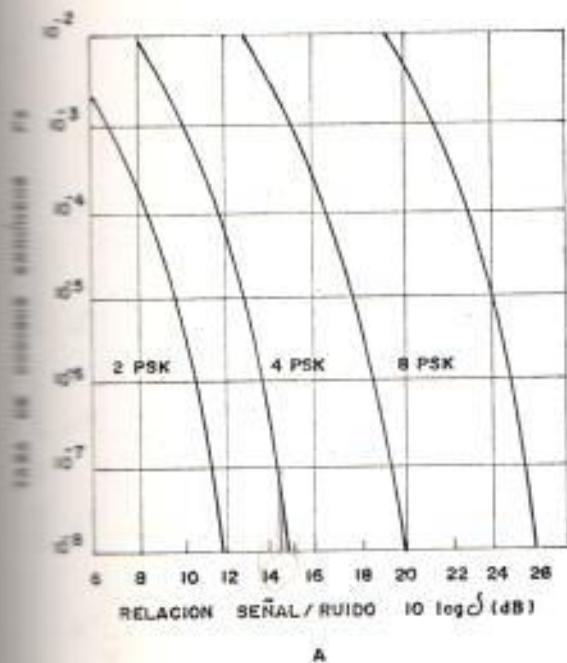


FIGURA 2.60.- TASAS DE CODIGOS ERRONEOS PARA DIVERSOS MODOS DE DETECCION COHERENTE PSK [3]
 A) ANCHURA DE BANDA CONSTANTE
 B) CANTIDAD DE INFORMACION CONSTANTE

una menor tasa de error que la modulación de fase (PSK), ya que la ubicación de los puntos de código en el plano XY se presenta más espaciada midiendo proporcionalmente a una misma amplitud máxima de la onda modulada. Las Figuras 2.61 a y b, muestran la tasa de códigos erróneos para distintas técnicas de modulación en 16 niveles, y el aumento requerido en la relación señal a ruido para una determinada tasa de códigos en error según aumenta el número n de niveles, con respecto a la onda 2PSK.

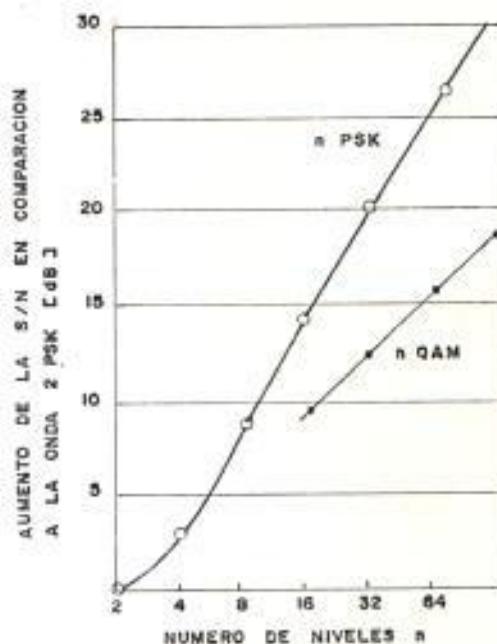
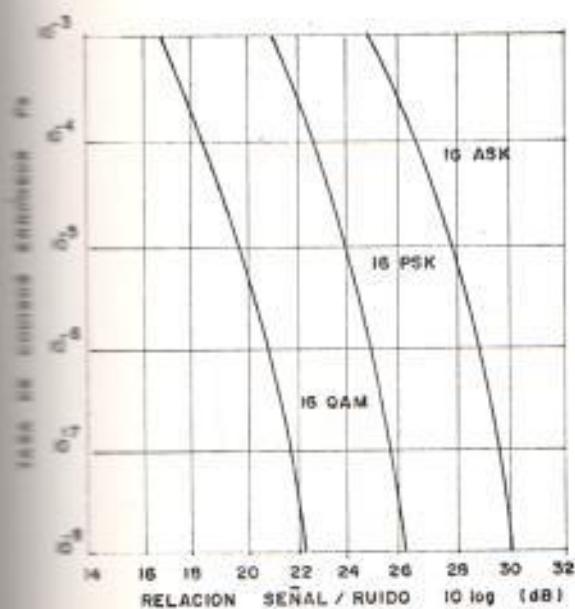


FIGURA 2.61.- COMPORTAMIENTO DE LA TASA DE CODIGOS ERRONEOS PARA MODULACION MULTIVALENTE DE 16 NIVELES Y SUPERIORES.[3]

Hasta aquí hemos tratado acerca transmisión de códigos en la onda modulada, y ciertamente así ocurre. Pero un código es una específica combinación de bits, de n-bits según corresponde a la técnica de modulación utilizada, por tanto cuando por acción del ruido ocurre un error en la interpretación de los có-

digos, realmente puede haber más de un error en los correspondientes bits. Dado que la calidad en la comunicación la expresamos mediante el BER resulta interesante hallar una relación entre tasa de códigos erróneos y tasa de bits erróneos.

En caso de transmitir información de m -trenes de impulsos bivalentes por medio de n -elementos ($n = 2^m$), un elemento de código representa una de las m -combinaciones de "1" y "0" lógicos, esto es que tiene información de m bits. Así el número de bits erróneos al producirse un error de código, oscila entre 1 y m . Siendo q_j el número de bits distintos entre el j -ésimo elemento de código y el elemento original, y P_j la probabilidad de que el elemento original se interprete como el j -ésimo elemento de código, entonces el valor medio de los bits erróneos generados por cada código en error se expresa por su correspondiente:

$$e_b = \sum p_j q_j \quad (2.122) [3]$$

La tasa de códigos erróneos depende de la pro

babilidad p_j de ocurrencia de errores entre los dos elementos de código que se toman erróneamente, el uno por el otro, con mayor frecuencia. Denominando a ésta $\text{Max } p_j$, tendremos un BER mínimo si logramos que su correspondiente q_j se reduzca a un solo bit. Cuando el número de elementos que dan $\text{Max } p_j$ es menor que m se puede realizar tal ordenamiento de los elementos de código en el plano XY. Se logra entonces que la probabilidad de error en bits con respecto a la probabilidad de error en código sea aproximadamente:

$$P_{eb} = \frac{1}{m} P_{ec} \quad (2.123)[3]$$

Los ordenamientos citados se conocen como códigos Gray y hacen mínima la tasa de bits erróneos BER, de ahí su uso tan difundido en transmisión digital por microondas. Recordemos que los límites sugeridos por el CCIR para un trayecto hipotético de referencia (2500 Km. longitud) dado en Rec 594 (Ginebra 1982).

- Baja tasa de bits $BER \geq 10^{-7}$ para menos
erróneos (límite del 1% de cualquier
de alta calidad). mes.

- Alta tasa de bits $BER \geq 10^{-3}$ para menos
 erróneos (límite del 0.05% de cualquier
 de "fuera de ser- mes.
 vicio").

Estos límites han de ser tomados en consideración en el diseño de sistemas por radioenlaces.

CAPITULO III

DISEÑO DEL SISTEMA GUAYAQUIL - QUITO

Ahora que tenemos claros los conceptos generales de como ha de comportarse un sistema de comunicación digital por microondas, centraremos nuestra atención hacia la resolución de un problema específico: el sistema Guayaquil-Quito. Lógicamente, este capítulo analiza directamente el diseño planteado como solución, sin embargo, más de un intento fue necesario para llegar al resultado final. Claro está que al ser un caso real, la respuesta no es única y podrían encontrarse otras. Pese a ello, el diseño desarollado en este capítulo es, a nuestro entender, una adecuada guía para llevar a cabo la obra físicamente.

3.1 NECESIDAD DE UNA RUTA ALTERNA.-

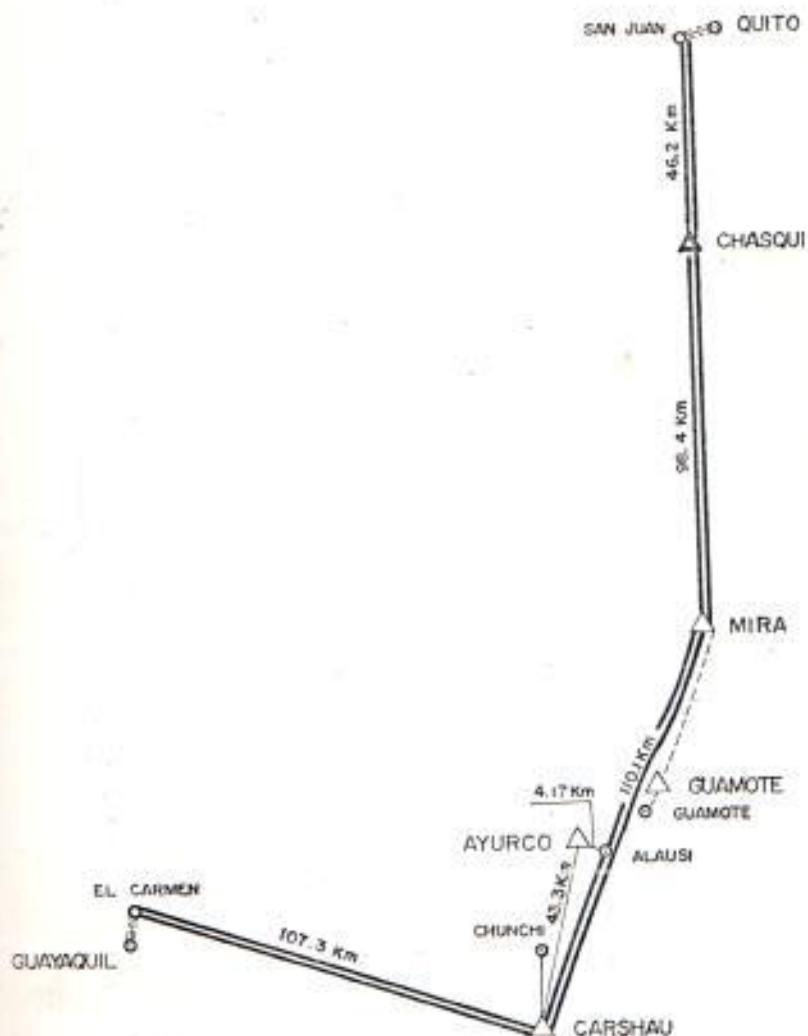
Toda realización de ingeniería debe apuntar en principio a la resolución de un problema real. Con mayor razón cuando los medio humanos y materiales que coadyudarán a su cumplimiento, comprometidos en ésta ya no pudieren utilizarse para otra obra. Este es el caso de la implantación de un sistema de comunicación

digital por microondas entre Guayaquil y Quito en el cual IETEL se encuentra actualmente empeñado.

3.1.1 Motivos para una nueva red.-

En estos momentos, el sistema nacional de telecomunicaciones se encuentra dividido en dos regiones (R1 - R2) de las cuales, las centrales de tránsito operan en Quito para la región 1 y en Guayaquil para la región 2. Dichas centrales de tránsito nacional son enlazadas por una red de microondas analógica, cuyos puntos de repetición están ubicados en la cordillera, llegando a Quito por San Juan y saliendo de Guayaquil con un salto hacia Carshau.

La capacidad del sistema mostrado en la Figura 3.1 fue en sus inicios de 960 canales 2+1. Es decir, 1920 canales de comunicación y 960 de protección y reserva, sin embargo, con el pasar del tiempo se ha convertido en 960 3+0, en vista del aumento de las comunicaciones que utilizan dicha ruta. Reparemos por un momento en que las "conversaciones" Guayaquil-Quito no son únicamente originadas en las mencionadas ciudades, sino todas las que se esta



SIMBOLOGIA

- ESTACION TERMINAL MUX
- ESTACION TERMINAL RADIO
- △ ESTACION REPETIDORA CON DERIV.
- ▲ ESTACION REPETIDORA SIN DERIV.

FIGURA 3.1.- SISTEMA ACTUAL GUAYACUIL-QUITO [17]

blezcan entre abonados de la región 1 y abonados de la región 2, más todas aquellas entre abonados de la región 2 y el exterior, ya que la única central internacional se encuentra en Quito. Súmase a lo anterior que no son todos los 2880 canales en servicio los que pueden hacerse cargo de las "conversaciones" descritas, las cuales por su naturaleza aleatoria son resultado de las necesidades de comunicación de todo un conglomerado en un instante dado. Mal podríamos suponer que un canal le corresponde a un par de abonados por muy aficionados que éstos sean al teléfono. De hecho también existe demanda de canales privados, dentro del sistema de IETEL, como se da en el caso de redes bancarias. Según información recavada en la Oficina de Planificación de IETEL R-2, la demanda de canales privados sufre un acelerado aumento y como se puede ver, resta mucho más capacidad al sistema que cualquier "conversación". En pocas palabras, el sistema actual es ya insuficiente, y lo será más como veremos.

Así como la empresa privada, al instalar sistemas interconectados de computadoras, aumen-

ta la demanda de canales, la administración de IETEL ha puesto en marcha trabajos de ampliación en la capacidad de comunicación en las ciudades de Guayaquil y Quito. Se han construido nuevas centrales locales, y se ha ampliado la capacidad de algunas ya existentes, así como también la capacidad de las redes troncales. Por cierto, todo este desarrollo responde a una necesidad palpable en ambas ciudades y de allí que al tiempo en que se opera, el cambio, los beneficios son utilizados de inmediato. Quiere decir entonces que el crecimiento en la capacidad de operación en Quito y Guayaquil significa automáticamente un incremento en la demanda de comunicación. Dicha demanda se encuentra satisfecha para "conversaciones" entre abonados de la misma ciudad pero existe otra demanda aún no atendida: las comunicaciones entre ambas ciudades. Resulta pues que una nueva red de comunicación Guayaquil-Quito se justifica plenamente.

En principio, podríamos pensar en ampliar la capacidad de la ruta actual y problema resuelto, pero tomemos en cuenta otros factores.

* Dentro del país, los tres puntos de mayor importancia en cuanto a telecomunicaciones se refiere, son Guayaquil, Quito y Cuenca. Por razones geográficas y de demanda de servicio, el puerto principal se convierte en el centro operativo del sistema nacional. En una red de tres puntos como la indicada. Con la finalidad de obtener mayor confiabilidad, es deseable formar un "ocho", de tal manera que, para nuestro caso, existan dos caminos distintos de comunicación entre Guayaquil y cada una de las otras dos ciudades. Claro está que, mientras mayor sea la independencia entre uno y otro camino mayor la protección que puede brindarle uno al otro indistintamente. Por eso, repetir la ruta para el nuevo sistema Guayaquil-Quito no parece la mejor decisión, desde el punto de vista técnico. Resulta entonces inmediato pensar que si el camino no es por la sierra, será lógicamente por la costa. Todo esto desde el punto de vista de la seguridad, pero existen aún más razones para que la ruta por la costa sea sumamente deseable.

^

En la costa interior ecuatoriana, zona de no-

table crecimiento económico, IETEL ha instalado o está por instalar nuevas centrales telefónicas para abastecer la demanda de las ciudades más importantes y sus zonas aledañas, con proyección a futuro. Tal es el caso de Babahoyo, Quevedo y Santo Domingo de los Colorados. Así las cosas, si el desarrollo nacional en el área de las telecomunicaciones (y en cualquier otro) ha de comportarse como un todo armónico, lo coherente en este caso será una ruta por el interior de la costa e integrar también a las citadas poblaciones.

Hasta el momento nos hemos contestado a dos preguntas, ¿porqué la nueva ruta? y ¿porqué por la costa?. No obstante queda por aclarar una tercera, ¿porqué digital?. Ciertamente es que en el primer capítulo y con mayor énfasis en la sección 1.4 ya se plantearon las razones generales para un favoritismo hacia un sistema de comunicación digital, pero más allá de la pura teoría, recordemos que tanto las nuevas centrales instaladas o a instalarse en Babahoyo, Quevedo y Santo Domingo de los Colorados, así como las ampliaciones logradas en

las centrales de tránsito de Quito y Guayaquil, son todas con tecnología digital. No resulta pues una novelería el inclinarse por una red digital, sino la continuación de una tendencia tecnológica que se ha impuesto ya en el mundo y que nuestro país ha acogido. Cabe mencionar que al enlazarse las centrales de Quito y Guayaquil con una red de microonda digital se está aprovechando al máximo las capacidades de señalización de las centrales digitales.

3.1.2 * Trazado de la ruta alterna.-

Como punto de partida para el trazado de cualquier ruta de microondas con sus respectivos puntos de repetición tenemos a los extremos de la misma. Para las estaciones terminales, normalmente ubicadas en ciudades importantes, un edificio alto sobre el cual se pueda poner una antena, se convierte en un lugar ideal. Claro que debe tomarse en cuenta la posibilidad de construcción de otros edificios aledaños que obstruyan el paso de la señal. Existe la posibilidad también de planear una futura construcción de pisos adi →

cionales o una torre sobre la terraza, la cual debe ser pesado incluyendo la factibilidad y el factor económico. Cuando se requiera de más altura, una torre especialmente construida para ello, en un terreno adyacente a la central, o en una elevación cercana, pueden ser las mejores alternativas.

Ahora bien, la selección de los puntos de repetición intermedios se ve influenciada notablemente por la naturaleza del terreno entre los puntos. Con la finalidad de alcanzar objetivos de alta confiabilidad la longitud de los saltos no debe exceder de unas pocas decenas de kilómetros, en función de la frecuencia utilizada, más aún cuando la zona es de alta precipitación lluviosa y la frecuencia es elevada.

Es también necesario que el punto de repetición sea un lugar plano, nivelado, no abrupto; en caso contrario los costos de nivelación deberán ser tomados en cuenta. Y ya que el acceso para mantenimiento es importante, las vías de acceso al punto han de tomarse en cuenta. Adicionalmente la disponibilidad de

TABLA X

COMBINACIONES HABITUALES DE DIVERSOS PARAMETROS EN RADIO ENLACES DIGITALES

FRECUENCIA	2 GHz	4 GHz	6GHz	7-8GHz	11GHz	13GHz	15GHz	18 GHz
VELOCIDAD DE TRANSMISION	8 ó 34Mbps	140Mbps	140Mbps	8 ó 34 Mbps	8, 34 óMbps	8 ó 34Mbps	2,8 ó4Mbps	140Mbps
MODULACION	2PSK-4PSK	4PSK-16QAM	16QAM	4PSK	4PSK-16QAM	4PSK	4PSK	4PSK
DISTANCIA MAXIMA	50-60Km	70-80Km	70-80Km	70-80Km	30-40Km	20-30Km	15-20 Km	10 - 15Km

energía eléctrica en los voltajes convenientes y la posibilidad de facilidades telefónicas entran en consideración para el escogimiento de las estaciones repetidoras. Por último probables interferencias internas o externas al sistema deben influir en la decisión sobre el lugar más adecuado para punto de repetición.

Una vez que hemos tentativamente elegido un lugar, tomaremos en consideración cierto aspecto de éste, que a continuación se detallan, antes de probar su utilidad en la ruta de nuestro interés.

1. Una descripción completa del lugar mediante la determinación de sus coordenadas astronómicas, jurisdicción política, vías de acceso y objetos físicos con los cuales pueda ser identificado.
2. Cualquier condición climática inusual que pueda superarse en dicha área, incluyendo la cantidad hielo o nieve que se acumule, la máxima velocidad del viento y el rango de temperaturas.

3. Descripción de las características físicas del punto de repetición indicando la cantidad de nivelación requerida, renovación de rocas, árboles y otras estructuras.
4. La relación entre el punto elegido y la localización de cualquier aeropuerto comercial, militar o privado en una distancia de varios kilómetros. Es importante determinar la dirección de las rutas de aterrizaje y despegue de los aviones.
5. La altitud sobre el nivel del mar del punto de repetición y el efecto de la nivelación en la ubicación específica de la torre.
6. Una descripción completa o recomendación para las vías de acceso desde la carretera asfaltada o población más cercana hasta el lugar propuesto para la estación.
7. En caso de restricción para construir en dicho punto será mejor optar por otra solución.

8. El nombre de la localidad importante o punto de distribución más cercano del cual obtener energía eléctrica, si fuese posible.
9. Cualquier otro dato que pudiera ser de interés para la decisión final del trazado de la ruta.

Dado que las ciudades de Guayaquil y Quito ya funcionan como estaciones terminales en diversos enlaces de microondas, cuentan con la infraestructura necesaria para estos casos y por tante no nos detendremos en examinarlas. El caso de los puntos de repetición es distinto; de ellos, unos fueron alguna vez o son actualmente parte de una red telefónica por microondas. Otros en cambio pertenecen a zonas no desarrolladas en este ámbito. Pero más allá de las consideraciones anotadas, podemos dividirlos en dos grupos: los puntos necesarios y los puntos de apoyo.

Llamamos puntos necesarios a aquellos mencionados en la sección previa y que cuentan o contarán a corto plazo con nuevas centrales locales de tecnología digital. Nos referimos a

Babahoyo, Quevedo y Santo Domingo de los Colorados. Hasta el momento entonces tenemos una ruta que se presenta como indica la Figura 3.2. Claro está que bajo las condiciones indicadas los puntos necesarios han de ser tomados no sólo como repetidores sino también como puntos de derivación, Babahoyo y Quevedo de la región 2 hacia Guayaquil y Santo Domingo de los Colorados de la región 1 hacia Quito. >

Nótese además el beneficio desde el punto de vista económico, pues se está aprovechando la infraestructura existente como lo son, las instalaciones de IETEL en Babahoyo y Quevedo que incluyen sendas torres de 48mt cada una y la estación de Bombolf, loma aladaña a la ciudad de Santo Domingo de los Colorados, con su torre de 45mt. Está por demás cualquier investigación sobre vías de acceso o fuentes de energía eléctrica en los tres puntos mencionados. Veámos ahora como enlazarlos utilizando si fuera necesario los puntos de apoyo a los que nos referimos a continuación.

Para los dos primeros, Guayaquil y Babahoyo,

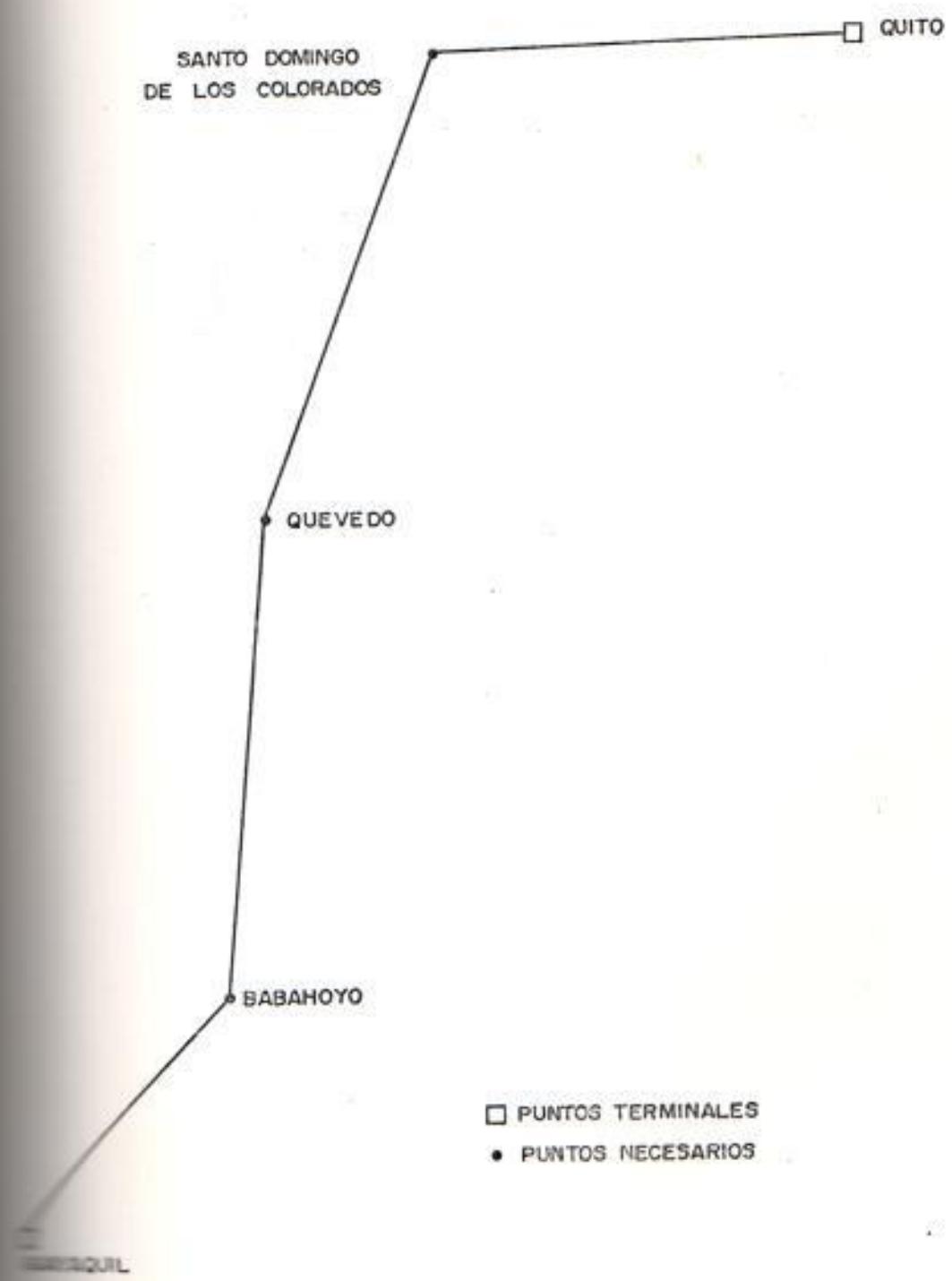


FIGURA 3.2.- TRAZADO BASE PARA LA RUTA ALTERNA

no resulta necesario un punto de apoyo que es la distancia que los separa (57.25km) la topografía del terreno y las alturas de las torres respectivas permiten llegar de uno a otro punto en un solo salto. No sucede igual para enlazar a Babahoyo con Quevedo. Esta vez la distancia entre ellos es tal (86.1Km) que no resulta posible, peor confiable un radio enlace directo. Surge, aquí sí, la necesidad del punto de apoyo. Aproximadamente a mitad de distancia hacia las estribaciones de la cordillera se encuentra el cerro de El Paylón, y es dicho lugar el determinado como adecuado para establecer la repetidora. El punto específicamente elegido no es la cumbre del cerro, sino un sector plano de la ladera occidental hasta el cual llega un camino vecinal, transitable en vehículo de doble tracción siete meses al año. Durante los otros cinco probablemente deba surtirse de combustible al generador de la estación por medio de helicópteros, dado que no existe energía eléctrica disponible en la zona. Cabe anotar que esta parte del cerro no está despoblada, viven allí campesinos que cultivan frutales; además una vez descendido el cerro toma entre 5 y 10 minutos llegar a la población de Ventanas (en ve-

hículo motorizado). La elección de la estación en El Paylón (354.7 m.s.n.m.) es conveniente no únicamente porque sirve para la ruta Guayaquil-Quito, sino porque al desarrollarse el punto, podrá servir de apoyo para redes futuras en la costa.

Por cierto, existió también otra tentativa de punto de apoyo, en Ventanas, cuya ubicación aparece muy favorable; sabiendo además que cuenta con energía eléctrica y un edificio propio de IETEL a construirse de inmediato. Sin embargo la altitud del lugar (25 m.s.n.m) hacen indispensable una torre de 100mt aproximadamente, lo cual resulta un factor de mucho peso en su contra.

Si seguimos avanzando en la ruta, nos encontramos intentando enlazar Quevedo con Bombo lf, y una vez más requerimos de un punto de apoyo pues la combinación de los factores distancia y topografía no permiten prescindir de él. Aproximadamente a 50 Km de Quevedo en una dirección entre N. y N.NE, llegamos a una zona bastante rugosa, a partir de la cual se nota un cambio en la pendiente del terreno. Es

en este lugar donde se encuentra la población de Patricia Pilar, pequeño centro donde confluye inicialmente el comercio de productos de las haciendas vecinas. Acerca de vías de acceso no hay problema alguno, ya que la carretera Quevedo-Santo Domingo de los Colorados atraviesa la población de Patricia Pilar.

Al igual que el caso anterior, esta ocasión también hubo dos tentativas, la primera se refería a un punto localizado en la hacienda Emilia a casi cinco kilómetros de Patricia Pilar en dirección S.O. Pero las desventajas de la ubicación anotada radican en una menor altitud (10 m menos) y cierta dificultad de acceso comparada con Patricia Pilar. Además al momento de decidir la instalación de la repetidora, resultará más difícil la compra o expropiación de un terreno en la hacienda Emilia que en Patricia Pilar.

Hemos llegado hasta la estación de Bombolf, y ahora para alcanzar la estación terminal en Quito, dadas las características del terreno, obviamente necesitamos un punto de apoyo. Pero ahora no hay mucha posibilidad de elección, la entrada a Quito tiene que ser por el Ataca

zo. Y esto no es nuevo, ha ocurrido en ocasiones anteriores, en el trazado de otras redes de microondas que funcionan actualmente, por ello funciona en un piso de la ladera noroccidental del volcán, una estación de IETEL con su respectiva torre de 60 mt. En el afán de aprovechar la infraestructura existente el sitio indicado es punto de apoyo obligado antes de llegar a Quito. Al presentarse condiciones tan favorables para la estación del Atacazo no se pensó siquiera en otra alternativa de solución; recordemos que al estar en funcionamiento otras repetidoras en el lugar, el gasto para una más es mínimo.

De acuerdo con lo explicado la ruta alterna queda como sigue: Guayaquil-Babahoyo- El Paylón-Quevedo-Patricia Pilar-Bombolf-Atacazo-Quito. Las Figuras 3.11 y 3.12 nos dan algo más de información.

En general como criterio de visibilidad se ha tomado que la zona despejada alcance a toda la primera zona de Fresnel, incluso en el punto de reflexión. Aquello responde a la recomendación del CCIR para condiciones climáticas de $K=4/3$

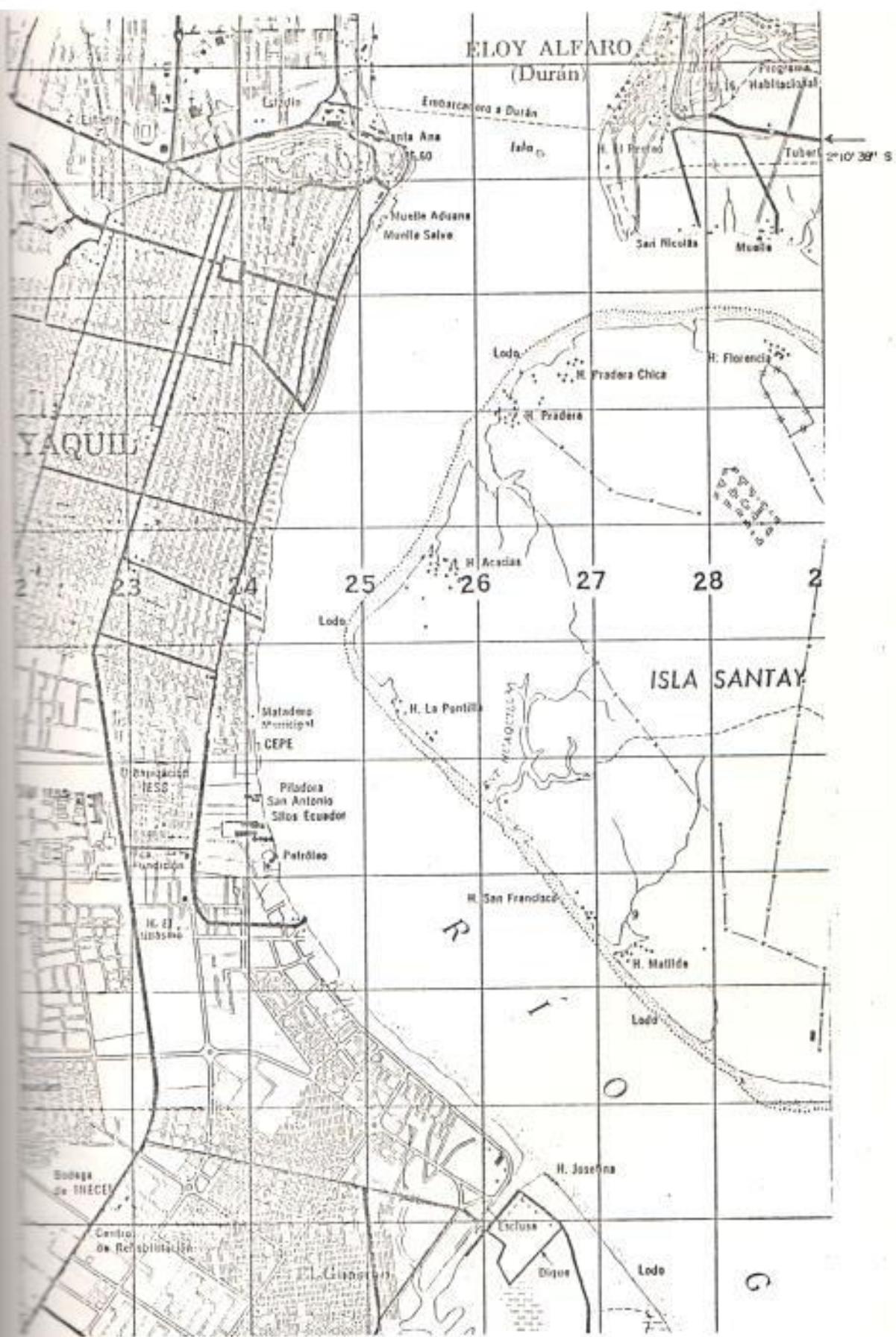


FIGURA 3.3.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION GUAYAQUIL

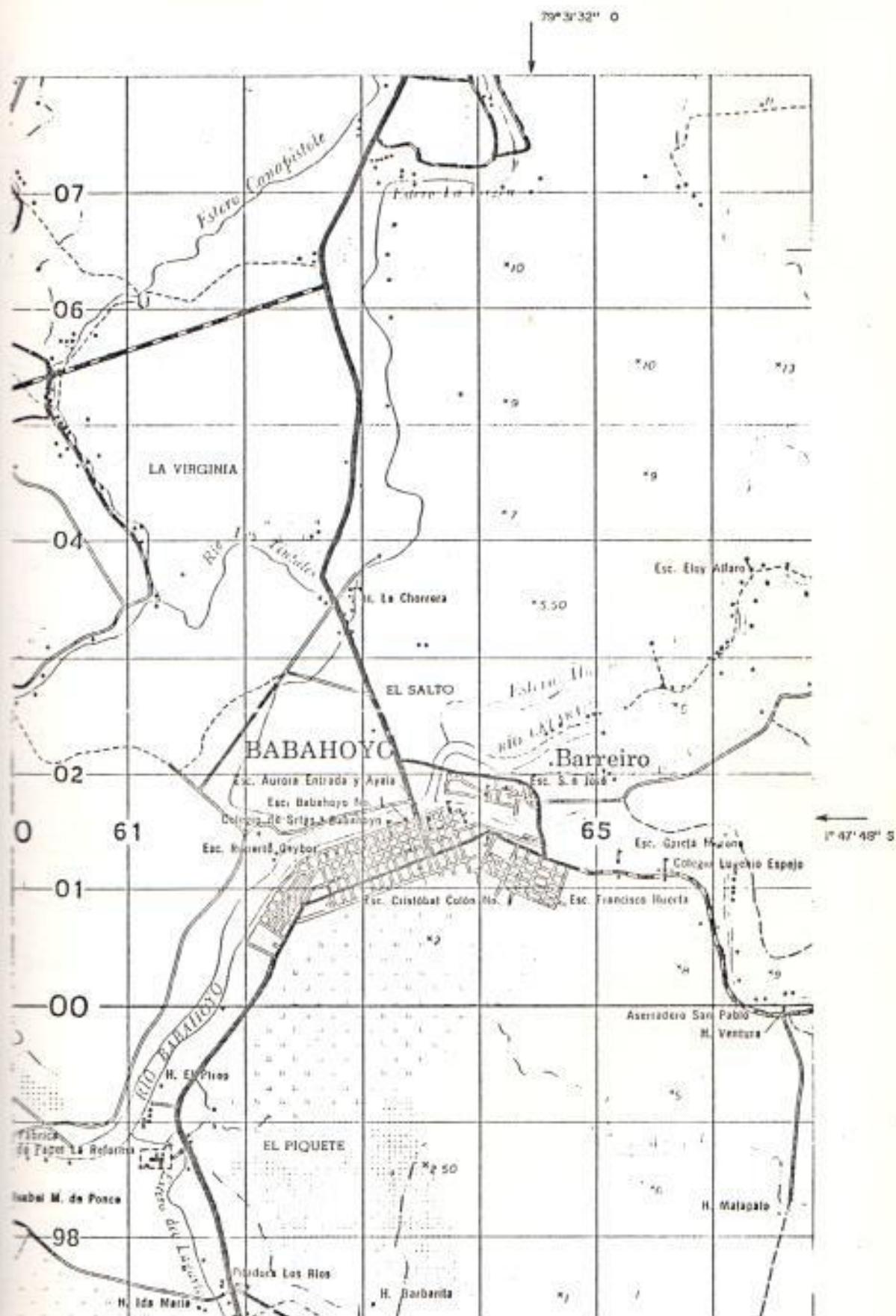


FIGURA 3.4.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION BABAHOYO

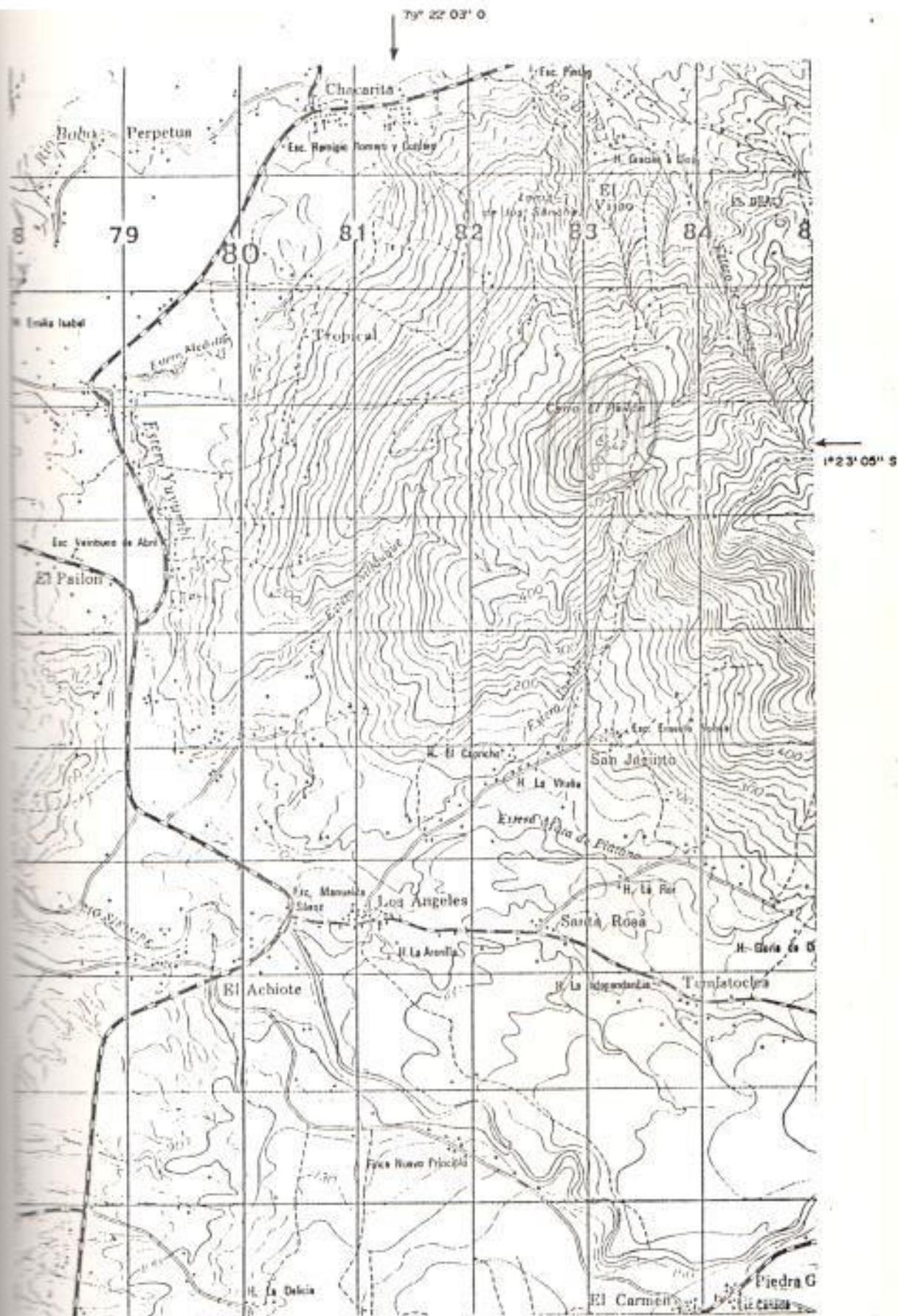


FIGURA 3.5.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION EL PAYLON



FIGURA 3.6.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION QUEVEDO

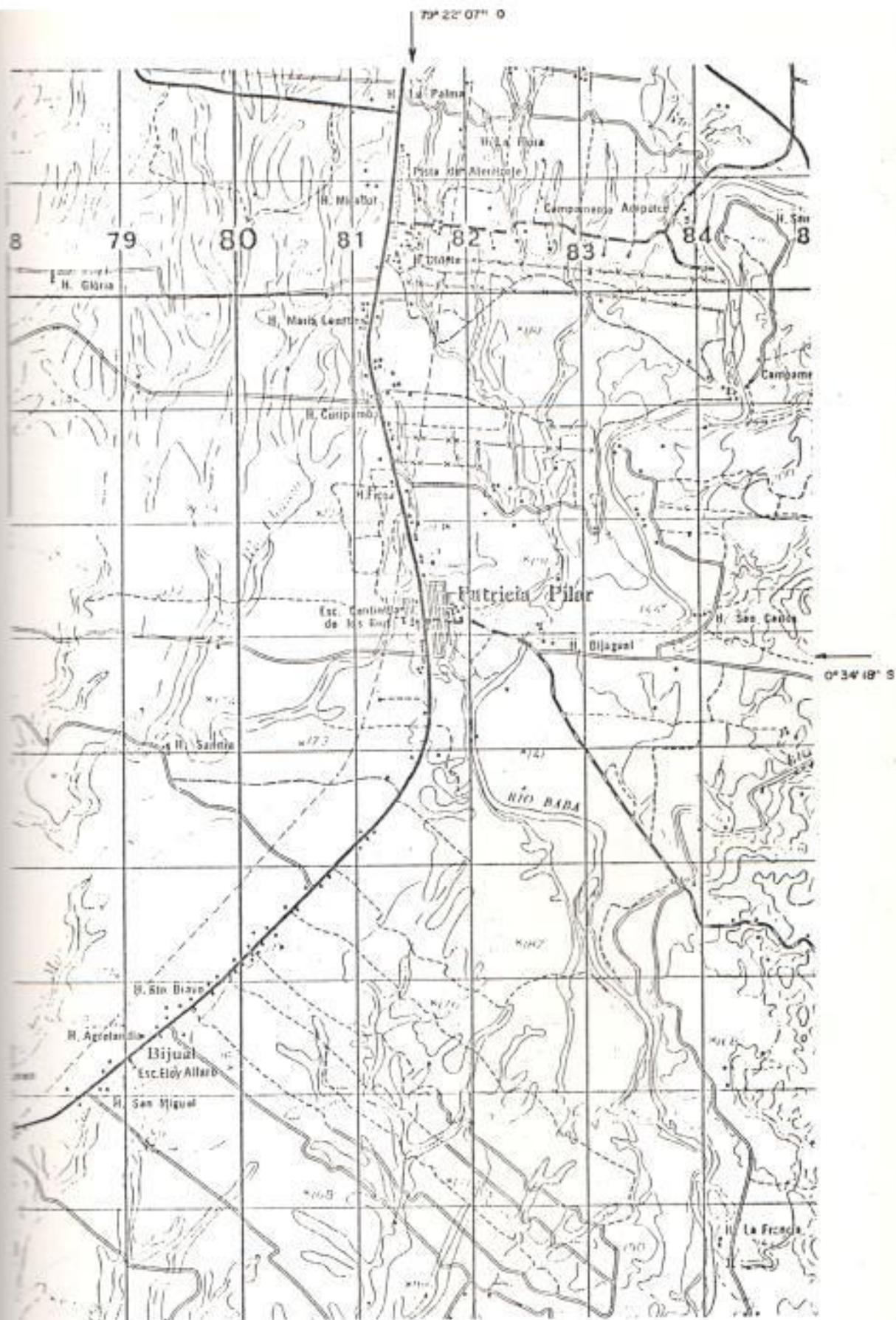


FIGURA 3.7.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION PATRICIA PILAR

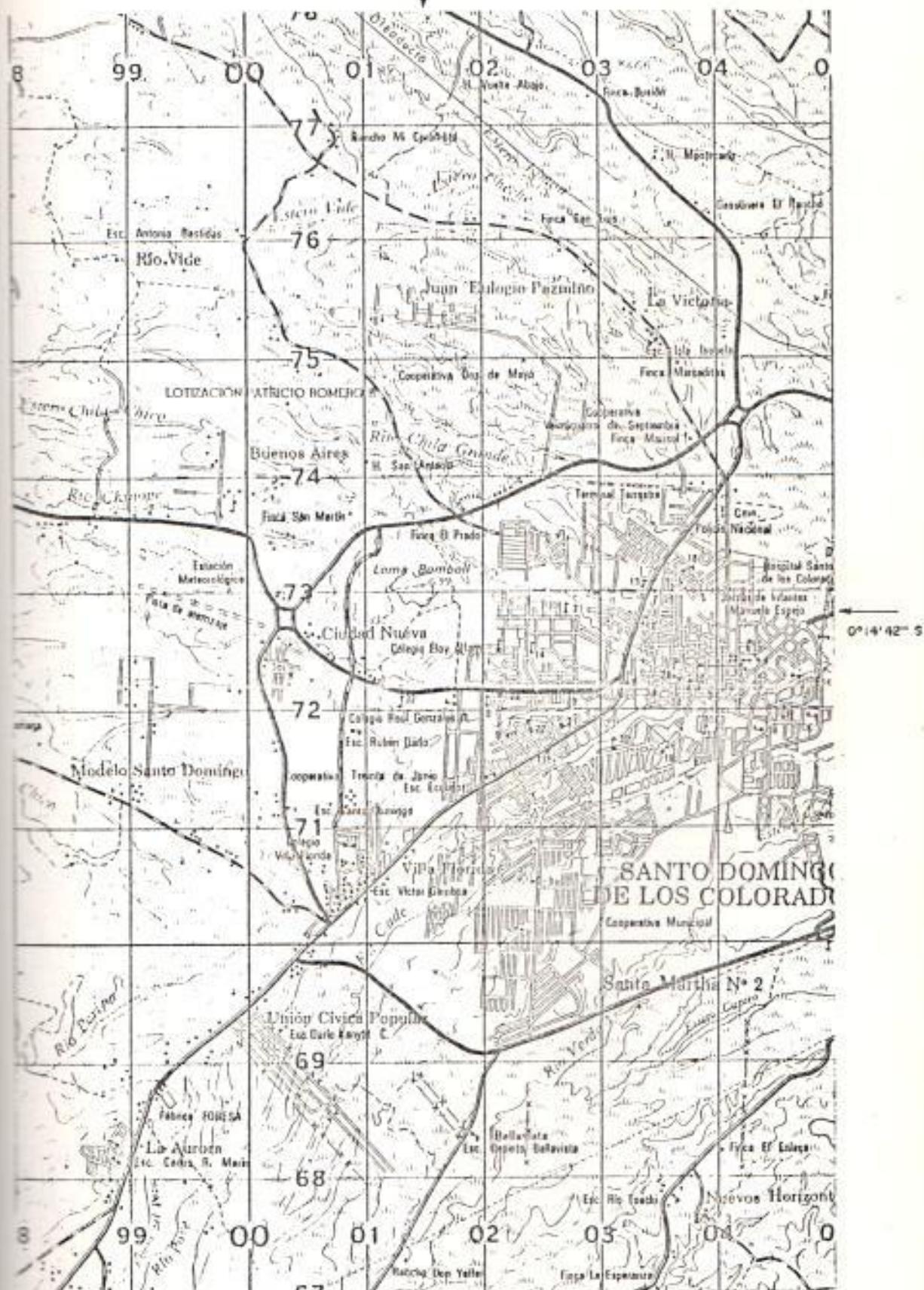


FIGURA 3.8.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION BOMBOLI

78° 30' 59" O

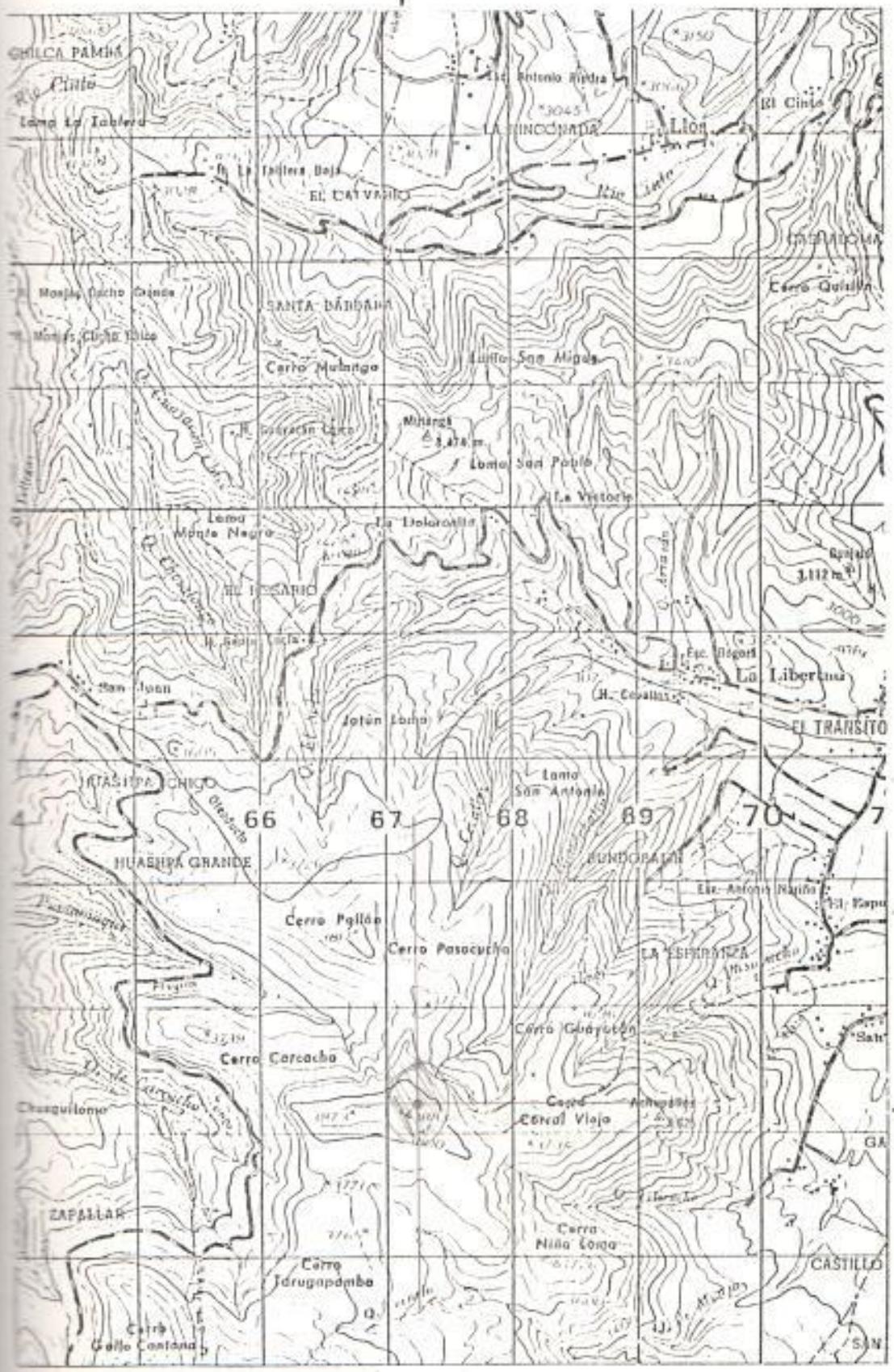


FIGURA 3.9.- UBICACION GEOGRAFICA DE LA ESTACION ATACAZO

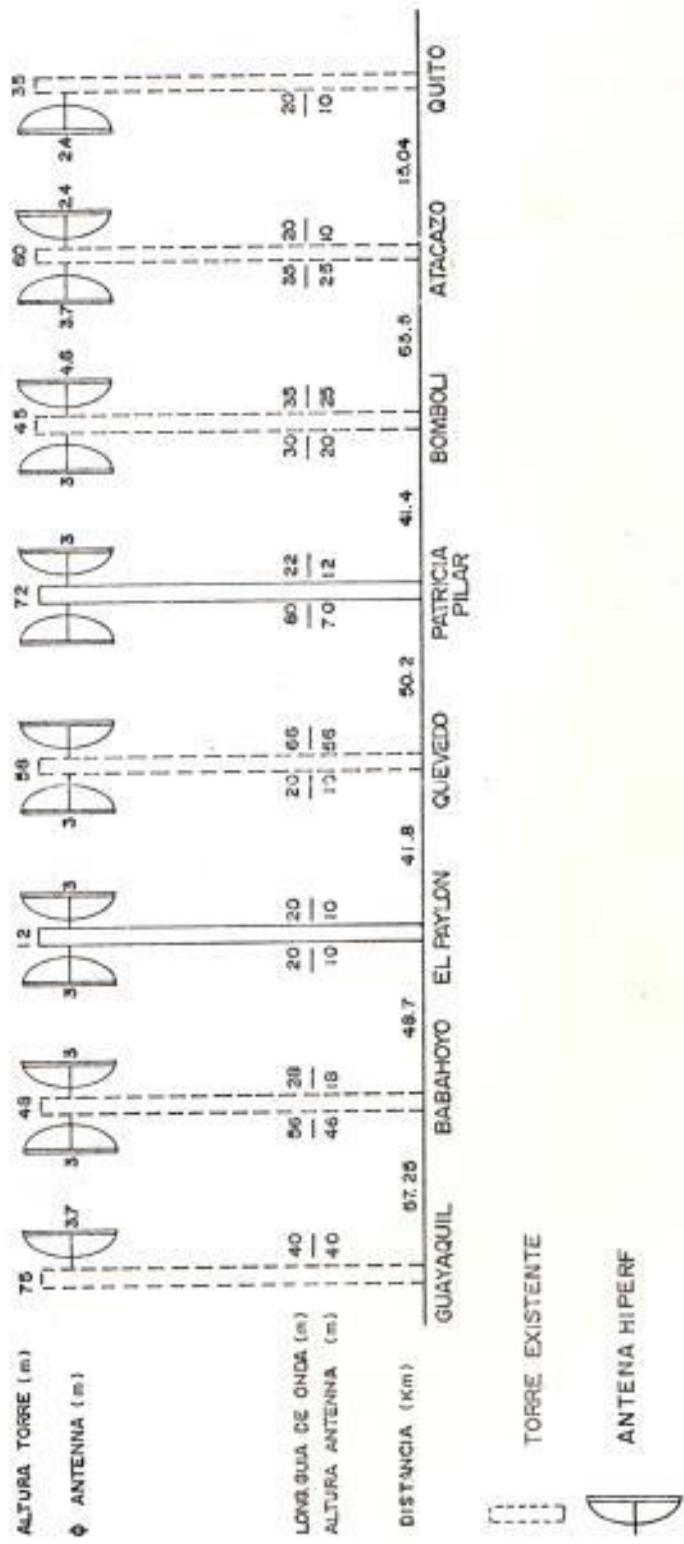


FIGURA 3.11.- DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LOS ENLACES EN LA NUEVA RUTA GUAYAQUIL-QUITO

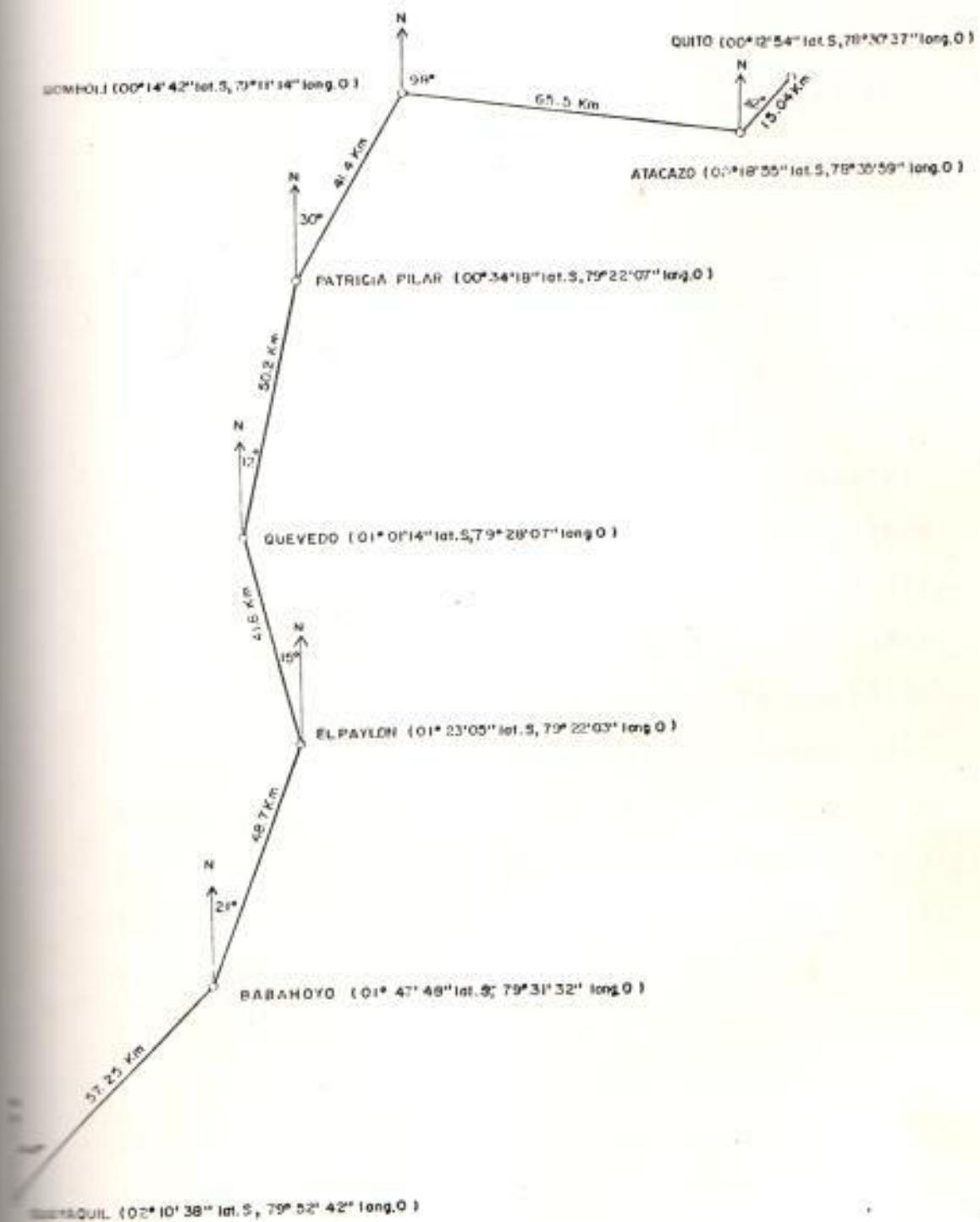


FIGURA 3.12.- UBICACION ASTRONÓMICA DE LOS PUNTOS DE REPETICION Y TRAZADO DE NUEVA RUTA GUAYAQUIL-QUITO

como sucede permanentemente en nuestro país. Sin embargo, se ha permitido un valor menor que éste para el enlace Quevedo-Patricia Pilar basados en lo tratado en las secciones 2.1.3 y 2.2.1.

3.2 ESTUDIO DE PROPAGACION.-

Una vez definida la ruta de comunicación a utilizar se es menester analizar, calcular y verificar la posibilidad de que exista un radioenlace confiable. Dicho análisis no solo es cualitativo, sino sobre todo cuantitativo y nos permite obtener los resultados que más adelante servirán para medir la confiabilidad del mismo. El trabajo se inicia con el trazado de los perfiles topográficos para luego valorar la cantidad de señal que pueda ser recibida en uno y otro extremo. Todo fundamento teórico del análisis y las fórmulas aplicadas se hallan en los capítulos 1 y 2. Los valores correspondientes a equipos (Potencias, atenuaciones, etc.) son valores reales típicos y las curvas o soluciones gráficas pueden encontrarse en el presente capítulo a los anteriores. Al final del subcapítulo se hace un análisis de interferencia y se presenta el plan de frecuencias para la red.

3.2.1 Enlace Guayaquil-Babahoyo.-

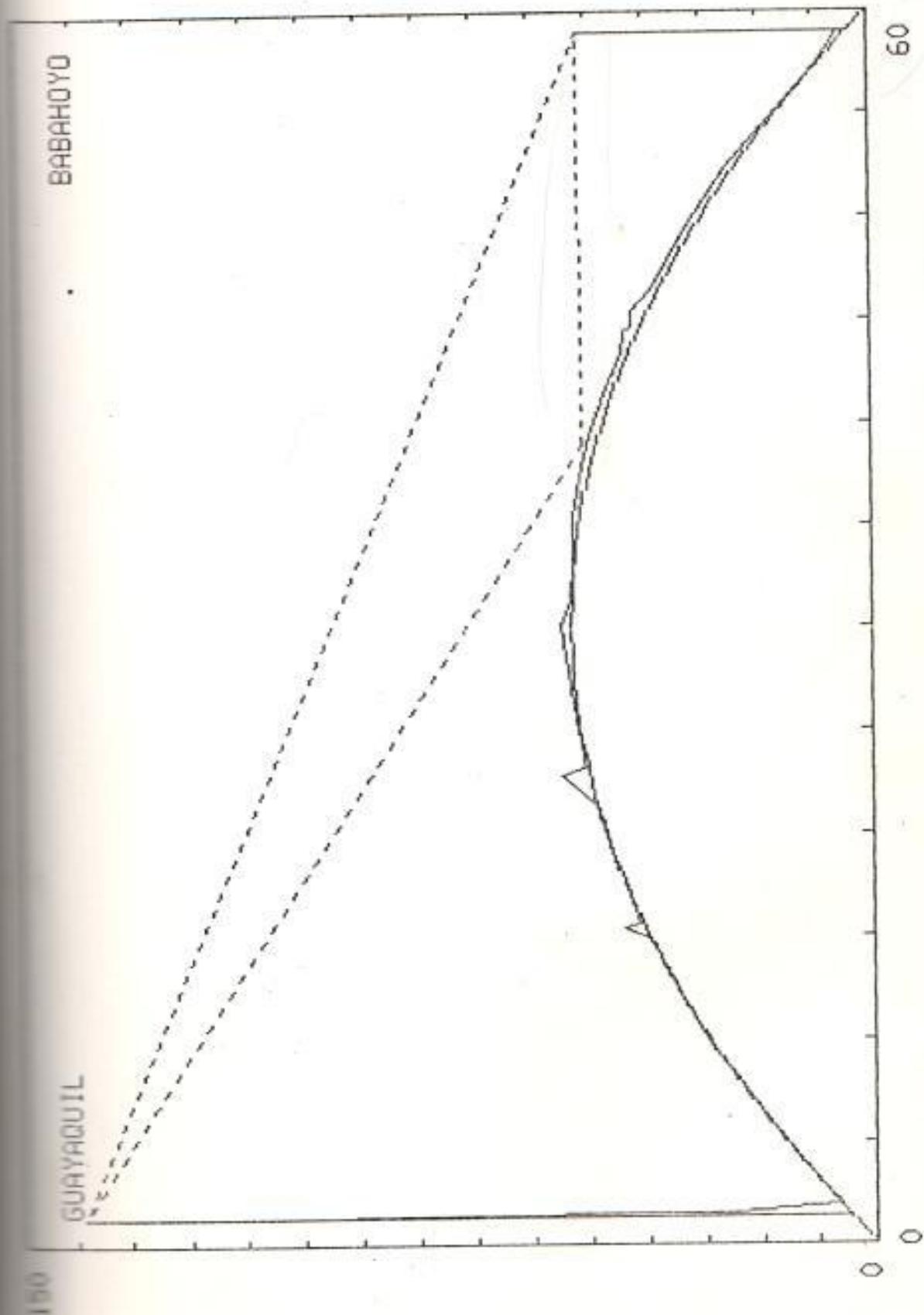


FIGURA 3.13.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE GUAYAQUIL-BABAHOYO

Datos iniciales.-

Estación 1: Guayaquil (95 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 40 \text{ mt.}$

$$h_1 = 95 + 40 = 135 \text{ mt}$$

Estación 2: Babahoyo (2 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 46 \text{ mt}$

$$h_2 = 2 + 46 = 48 \text{ mt}$$

Distancia total: $d = 57.25 \text{ Km.}$

Frecuencia central: $f = 3900 \text{ MHz}$

Cálculo del punto de reflexión.-

Altura estimada del punto de reflexión :

$$h_r = 2 \text{ mt}$$

$$h_{10} = h_1 - h_r = 135 - 2 = 133 \text{ mt.}$$

$$h_{10} = 133 \text{ mt.} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt.}} = 436.35 \text{ ft}$$

$$h_{20} = h_2 - h_r = 48 - 2 = 46 \text{ mt.}$$

$$h_{20} = 46 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt.}} = 150.92 \text{ ft}$$

$$d = 57.25 \text{ km.} \times \frac{1 \text{ milla}}{1.609 \text{ km}} = 35.58 \text{ millas}$$

442.8 ft
 157.44 ft
 $D = 35.58 \text{ millas}$

utilizando la Figura 3.22 se obtiene:

$$d_1 = 23.33 \text{ millas} \times \frac{1.609 \text{ Km}}{1 \text{ milla}} = 37.54 \text{ Km}$$

$$d_2 = d - d_1 = 57.25 - 37.54 = 19.71 \text{ Km}$$

punto de reflexión corresponde a zona muy húmeda.

$$R = 0.8$$

Cálculo de la zona despejada.-

Altura del haz: h_H

$$h_H = h_2 + (h_1 - h_2) \frac{d_2}{d}$$

$$h_H = 48 + (135 - 48) \frac{19.71}{57.25} = 77.95 \text{ mt}$$

Contribución de la curvatura de la tierra
($K = 4/3$): h

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (37.54) (19.71) = 43.52 \text{ mt.}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

$$F = 77.95 - 43.52 - 2 = 32.43 \text{ mt}$$

radio de la primera zona de Fresnel: F_1

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(37.54) (19.71)}{(3900) (57.25)}} = 31.55 \text{ mt}$$

a partir de la Figura 2.31

$$\frac{F}{F_1} = 1.03 \rightarrow A = -4 \text{ dB}$$

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

Antena transmisora : $G_T = 40.4 \text{ dB}$

$$\phi = 3.7 \text{ mt.}$$

Antena receptora : $G_r = 38.8 \text{ dB}$

$$\phi = 3 \text{ mt}$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log (57.25) + 20 \log (3900) - \underline{40.4} - 38.8$$

$$FSL = 60.58 \text{ dB}$$

Cálculo de pérdidas de guía y otras pérdidas.-

Longitud de la guía de onda: $l = h_A + 10$

de acuerdo con la Figura 3.23 la atenuación de guía de onda:

$$2.7 \text{ dB}/100 \text{ mt.}$$

$$Lg_1 = 40 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 1.08 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 56 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 1.51 \text{ dB}$$

$$Lg = Lg_1 + Lg_2 = 1.08 + 1.51 = 2.59 \text{ dB}$$

pérdidas de derivaciones: $L_B = 1 \text{ dB}$

Cálculo de la potencia recibida.-

Potencia transmitida: $P_t = 28 \text{ dBm}$

Potencia recibida : P_r

$$P_r = P_t - FSL - L_g - L_B - A$$

$$P_r = 28 - 60.58 - 2.59 - 1 - (-4)$$

$$P_r = -32.17 \text{ dBm}$$

Cálculo de la potencia de umbral.-

Figura de ruido del receptor: $10 \log F = 4 \text{ dB}$

Velocidad de transmisión: $B_r = 140 \text{ Mbps}$

Relación señal a ruido: S/N (Figura 2.61-a)

$$\text{BER} = 10^{-3} \rightarrow S/N = 15.5 \text{ dB}$$

$$P_u = S/N + 10 \log F + 10 \log B_r - 114$$

$$P_u = 15.5 + 4 + 10 \log (140) - 114$$

$$P_u = -73.04 \text{ dBm}$$

$$\text{BER} = 10^{-7} \rightarrow S/N = 21 \text{ dB}$$

$$P_u = 21 + 4 + 10 \log (140) - 114$$

$$P_u = -67.54 \text{ dBm}$$

Cálculo del margen de desvanecimiento.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$\text{FM} = P_r - P_u = -32.17 - (-73.04)$$

$$\text{FM} = 40.87 \text{ dB}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$\text{FM} = P_r - P_u = -32.17 - (-67.54)$$

$$\text{FM} = 35.37 \text{ dB}$$

3.2.2 Enlace Babahoyo - El Paylón.-

Datos iniciales.-

Estación 1: Babahoyo (2 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 18 \text{ mt.}$

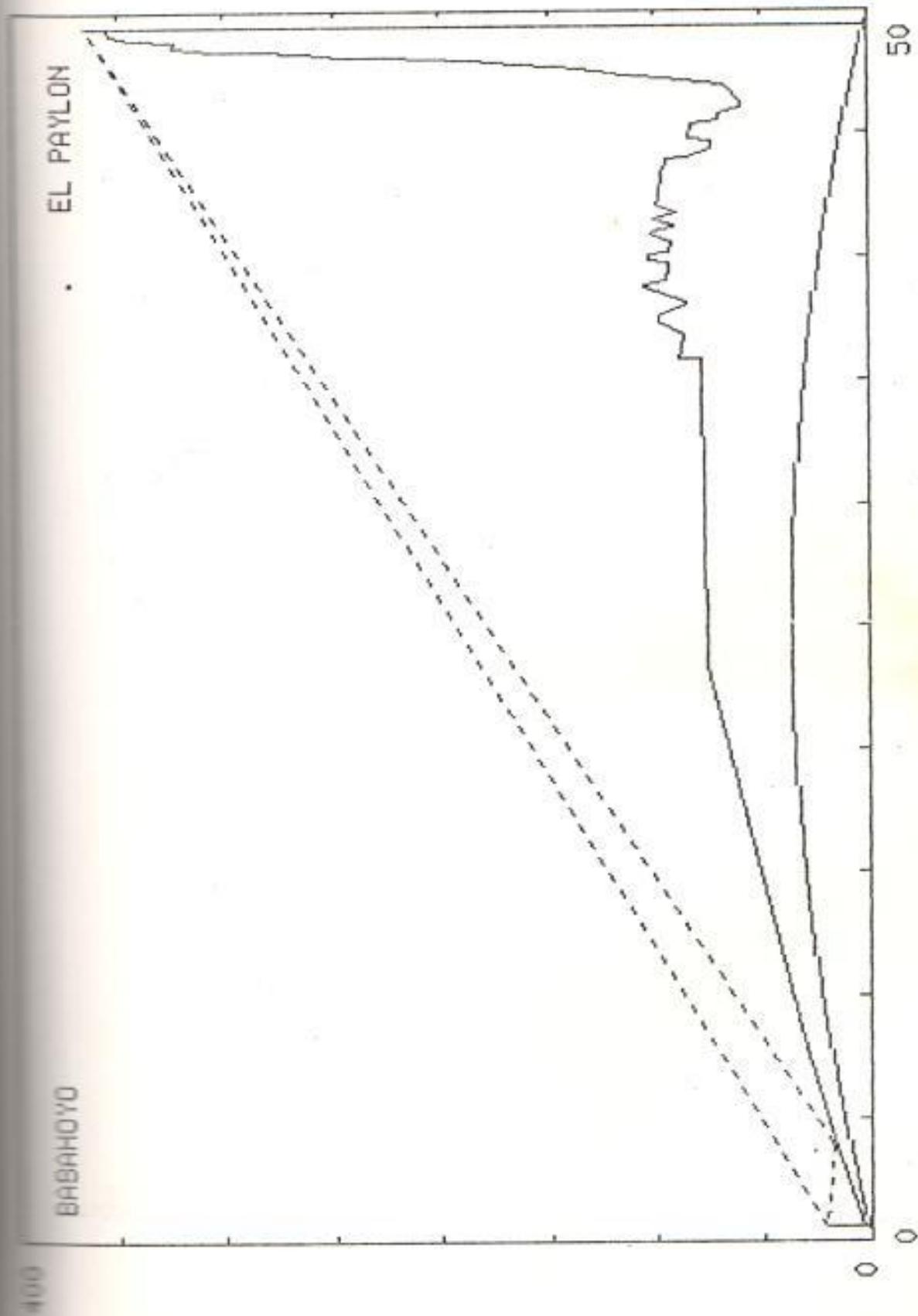


FIGURA 3.14.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE BABAHOYO-EL PAYLON

$$h_1 = 2 + 18 = 20 \text{ mt}$$

Estación 2: El Paylón (354.7 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 10 \text{ mt.}$

$$h_2 = 354.7 + 10 = 364.7 \text{ mt.}$$

Distancia total: $d = 48.7 \text{ Km}$

Frecuencia central: $f = 3900 \text{ MHz}$

Cálculo del punto de reflexión.-

Altura estimada del punto de reflexión:

$$h_r = 8 \text{ mt}$$

$$h_{10} = h_1 - h_r = 20 - 8 = 12 \text{ mt.}$$

$$h_{10} = 1.2 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt}} = 39.37 \text{ ft}$$

$$h_{20} = h_2 - h_r = 364.7 - 8 = 356.7 \text{ mt.}$$

$$h_{20} = 356.7 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ m}} = 1170.28 \text{ ft}$$

$$d = 48.7 \text{ Km} \times \frac{1 \text{ milla}}{1.609 \text{ Km}} = 30.27 \text{ millas}$$

utilizando la Figura 3.22 se obtiene:

$$d_1 = 2 \text{ millas} \times \frac{1.609 \text{ Km}}{1 \text{ milla}} = 3.22 \text{ Km}$$

$$d_2 = d - d_1 = 48.7 - 3.22 = 45.48 \text{ Km}$$

punto de reflexión corresponde a zona rugosa y de matorrales.

$$R \approx 0.4$$

Cálculo de la zona despejada.-

altura del haz: h_H

$$h_H = h_1 + (h_2 - h_1) \frac{d_1}{d}$$

$$h_H = 20 + (364.7 - 20) \frac{3.22}{48.7} = 42.78 \text{ mt.}$$

contribución de la curvatura de la tierra
($K = 4/3$): h

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (3.22) (45.48) = 8.61 \text{ mt}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

$$F = 42.78 - 8.61 - 8 = 26.17 \text{ mt}$$

radio de la primera zona de Fresnel: F_1

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(3.22) (45.48)}{(3900) (48.7)}} = 15.21 \text{ mt}$$

a partir de la Figura 2.31

$$\frac{F}{F_1} = 1.72 \rightarrow A = 1.5 \text{ dB}$$

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

Antena transmisora: $G_T = 38.8 \text{ dB}$

$$\phi = 3 \text{ mt.}$$

Antena receptora: $G_r = 38.8$ dB

$$\phi = 3 \text{ mt}$$

$$\text{FSL} = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$\text{FSL} = 32.4 + 20 \log (48.7) + 20 \log (3900) - 38.8 - 38.8$$

$$\text{FSL} = 60.37 \text{ dB}$$

Cálculo de pérdidas de guía de onda y otras pérdidas.-

Longitud de la guía de onda: $\lambda = h_A + 10$

De acuerdo con la Figura 3.23 la atenuación de guía de onda:

$$2.7 \text{ dB}/100 \text{ mt}$$

$$Lg_1 = 28 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.76 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 20 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.54 \text{ dB}$$

$$Lg = Lg_1 + Lg_2 = 0.76 + 0.54 = 1.30 \text{ dB}$$

Pérdidas de derivaciones: $L_B = 1\text{dB}$

Cálculo de potencia recibida.-

Potencia transmitida: $P_t = 28\text{ dBm}$

Potencia recibida: P_r

$$P_r = P_t - FSL - L_g - L_B - A$$

$$P_r = 28 - 60.37 - 1.30 - 1 - (-1.5)$$

$$P_r = -33.17\text{ dBm}$$

Cálculo del margen de desvanecimiento.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$\text{FM} = P_r - P_u = -33.17 - (-73.04)$$

$$\text{FM} = 39.87\text{ dB}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$\text{FM} = P_r - P_u = -33.17 - (-67.54)$$

$$\text{FM} = 34.37\text{ dB}$$

3.2.3 Enlace El Paylón - Quevedo.-

Datos iniciales.-

Estación 1: El Paylón (354.7 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 10\text{mt}$

$$h_1 = 354.7 + 10 = 364.7 \text{ mt}$$

Estación 2: Quevedo (80 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 10 \text{ mt}$

$$h_2 = 80 + 10 = 90 \text{ mt}$$

Distancia total: $d = 41.8 \text{ Km}$

Frecuencia central: $f = 3900 \text{ MHz}$

Cálculo del punto de reflexión.-

Altura estimada del punto de reflexión:

$$h_r = 80 \text{ mt.}$$

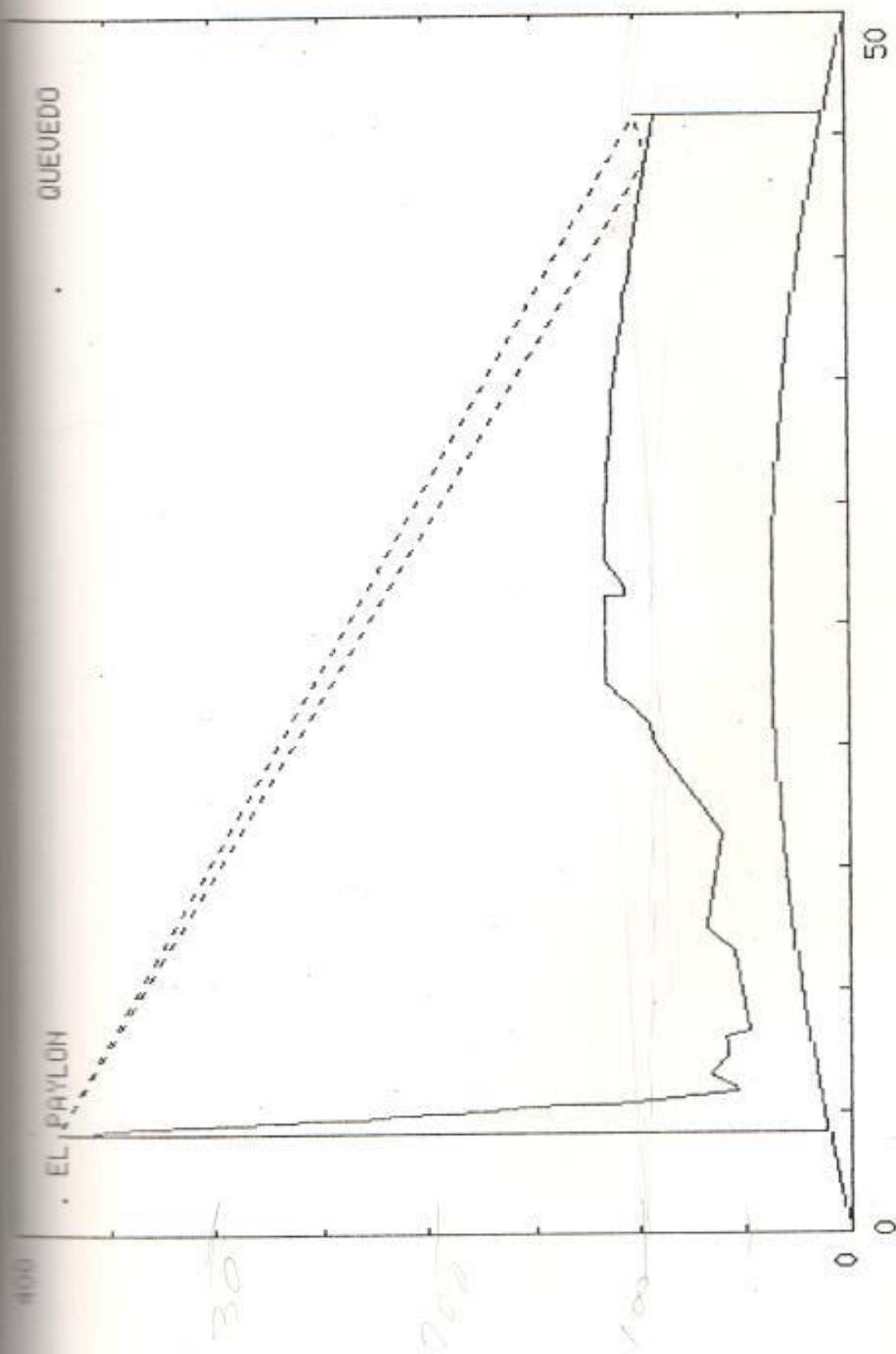


FIGURA 3.15.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE EL PAYLON-QUEVEDO

$$h_{10} = h_1 - h_r = 364.7 - 80 = 284.7 \text{ mt}$$

$$h_{10} = 284.7 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt}} = 934.06 \text{ ft}$$

$$h_{20} = h_1 - h_r = 90 - 80 = 10 \text{ mt}$$

$$h_{20} = 10 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt}} = 32.81 \text{ ft}$$

$$d = 41.8 \text{ km} \times \frac{1 \text{ milla}}{1.609 \text{ Km}} = 25.98 \text{ millas}$$

utilizando la Figura 3.22 se obtiene:

$$d_2 = 1.16 \text{ millas} \times \frac{1.609 \text{ Km}}{1 \text{ milla}} = 1.86 \text{ km}$$

$$d_1 = d - d_2 = 41.8 - 1.86 = 39.94 \text{ Km}$$

punto de reflexión corresponde a la ciudad de Quevedo.

$$R = 0.2$$

Cálculo de la zona despejada.-

Altura del haz: h_H

$$h_H = h_2 + (h_1 - h_2) \frac{d_2}{d}$$

$$h_H = 90 + (364.7 - 90) \frac{1.86}{41.8} = 102.22 \text{ mt}$$

contribución de la curvatura de la tierra
($K = 4/3$): h .

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (39.94) (1.86) = 4.37 \text{ mt}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

$$F = 102.22 - 4.37 - 80 = 17.85 \text{ mt}$$

radio de la primera zona de Fresnel: F_1

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(39.94) (1.86)}{(3.900) (41.8)}} = 11.7 \text{ mt}$$

a partir de la Figura 2.31

$$\frac{F}{F_1} = 1.53 \rightarrow A = 0 \text{ dB}$$

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

$$\begin{aligned} \text{Antena transmisora: } G_T &= 38.8 \text{ dB} \\ \phi &= 3 \text{ mt} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Antena receptora: } G_r &= 38.8 \text{ dB} \\ \phi &= 3 \text{ mt} \end{aligned}$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log (41.6) + 20 \log (3900) - 38.8 - 38.8$$

$$FSL = 59.04 \text{ dB}$$

Cálculo de las pérdidas de guías de onda y otras pérdidas.-

$$\text{Longitud de la guía de onda: } = h_A + 10$$

de acuerdo con la Figura 3.23 la atenuación de guía de onda: 2.7 dB/100mt.

$$Lg_1 = 20 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.54 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 20 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.54 \text{ dB}$$

$$Lg = Lg_1 + Lg_2 = 0.54 + 0.54 = 1.08 \text{ dB}$$

pérdidas de derivación: $L_B = 1 \text{ dB}$

Cálculo de la potencia recibida.-

Potencia transmitida: $P_t = 28 \text{ dBm}$

Potencia recibida: P_r

$$P_r = P_t - FSL - Lg - L_B - A$$

$$P_r = 28 - 59.04 - 1.08 - 1 - 0$$

$$P_r = -33.12 \text{ dBm}$$

Cálculo del margen de desvanecimiento.-

$$BER = 10^{-3}$$

$$FM = P_r - P_u = -33.12 - (-73.04)$$

$$FM = 39.92 \text{ dB}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$\text{FM} = P_r - P_u = 33.12 - (-67.54)$$

$$\text{FM} = 34.42 \text{ dB}$$

3.2.4 Enlace Quevedo-Patricia Pilar.-

Datos iniciales.-

Estación 1: Quevedo (80 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 56 \text{ mt.}$

$$h_1 = 80 + 56 = 136 \text{ mt.}$$

Estación 2: Patricia Pilar (180 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 70 \text{ mt.}$

$$h_2 = 180 + 70 = 250 \text{ mt.}$$

Distancia total: $d = 50.2 \text{ Km}$

Frecuencia central: $f = 3900 \text{ MHz}$

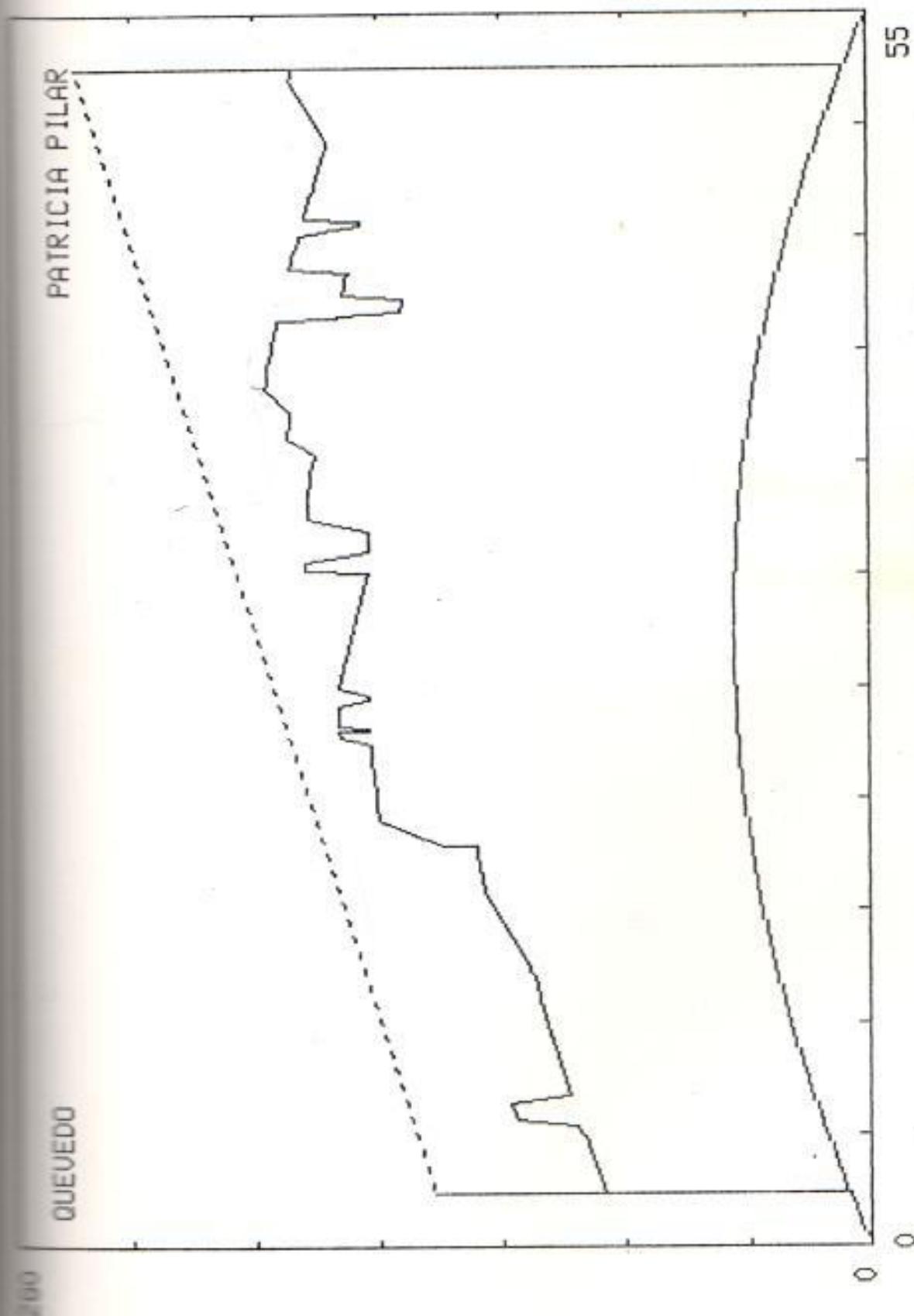


FIGURA 3.16.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE QUEVEDO-PATRICIA PILAR

Determinación del punto de obstrucción.-

A partir del perfil topográfico se determina

la altura del punto de máxima obstrucción: h_r

$$h_r = 130 \text{ mt}$$

del mismo gráfico...

$$d_1 = 20.6 \text{ km}$$

$$d_2 = d - d_1 = 50.2 - 20.6$$

$$d_2 = 29.6 \text{ Km}$$

la obstrucción ocurre en zona muy rugosa

$$R = 0.1$$

Cálculo de la zona despejada.-

Altura del haz: h_H

$$h_H = h_1 + (h_2 - h_1) \frac{d_1}{d}$$

$$h_H = 136 + (250 - 136) \frac{20.6}{50.2} = 182.78 \text{ mt.}$$

contribución de la curvatura de la tierra
($K = 4/3$): h

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (20.6) (29.6) = 35.87 \text{ mt}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

$$F = 182.78 - 35.87 - 130 = 16.91$$

radio de la primera zona de Fresnel: F_1

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(20.6) (29.6)}{(3900) (50.2)}} = 3.58 \text{ mt}$$

a partir de la Figura 2.31

$$\frac{F}{F_1} = 0.55 \rightarrow A = 0 \text{ dB}$$

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

Antena transmisora: $G_T = 40.4 \text{ dB}$
 $\phi = 3.7 \text{ mt}$

Antena receptora: $G_R = 40.4 \text{ dB}$
 $\phi = 3.7 \text{ mt}$

$$FSL = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_R$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log (50.2) + 20 \log (3.900) - 40.4 - 40.4$$

$$FSL = 57.44$$

Cálculo de las pérdidas de guía de onda y otras pérdidas.-

Longitud de la guía de onda: $l = h_A + 10$

de acuerdo con la Figura 3.23 la atenuación de guía de onda:

$$2.7 \text{ dB}/100 \text{ mt}$$

$$Lg_1 = 66 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 1.78 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 80 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 2.16 \text{ dB}$$

$$L_g = L_{g_1} + L_{g_2} = 1.78 + 2.16 = 3.94 \text{ dB}$$

pérdidas de derivación: $L_B = 1 \text{ dB}$

Cálculo de la potencia recibida.-

Potencia transmitida: $P_t = 28 \text{ dBm}$

Potencia recibida: P_r

$$P_r = P_t - FSL - L_g - L_B - A$$

$$P_r = 28 - 57.44 - 3.94 - 1 - 0$$

$$P_r = -34.38 \text{ dBm}$$

Cálculo del margen de desvanecimiento.-

$$BER = 10^{-3}$$

$$FM = P_r - P_u = -34.38 - (-73.04)$$

$$FM = 38.66 \text{ dB}$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$FM = P_r - P_u = -34.38 - (-67.54)$$

$$FM = 33.16 \text{ dB}$$

3.2.5 Enlace Patricia Pilar-Bombolf.-

Datos iniciales.-

Estación 1: Patricia Pilar (180 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 12 \text{ mt}$

$$h_1 = 180 + 12 = 192 \text{ mt}$$

Estación 2: Bombolf (585 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 20 \text{ mt}$

$$h_2 = 585 + 20 = 605 \text{ mt}$$

Distancia total: $d = 41.4 \text{ Km}$

Frecuencia central: $f = 3.900 \text{ MHz}$

Cálculo del punto de reflexión.-

Altura estimada del punto de reflexión:

$$h_r = 180 \text{ mt}$$

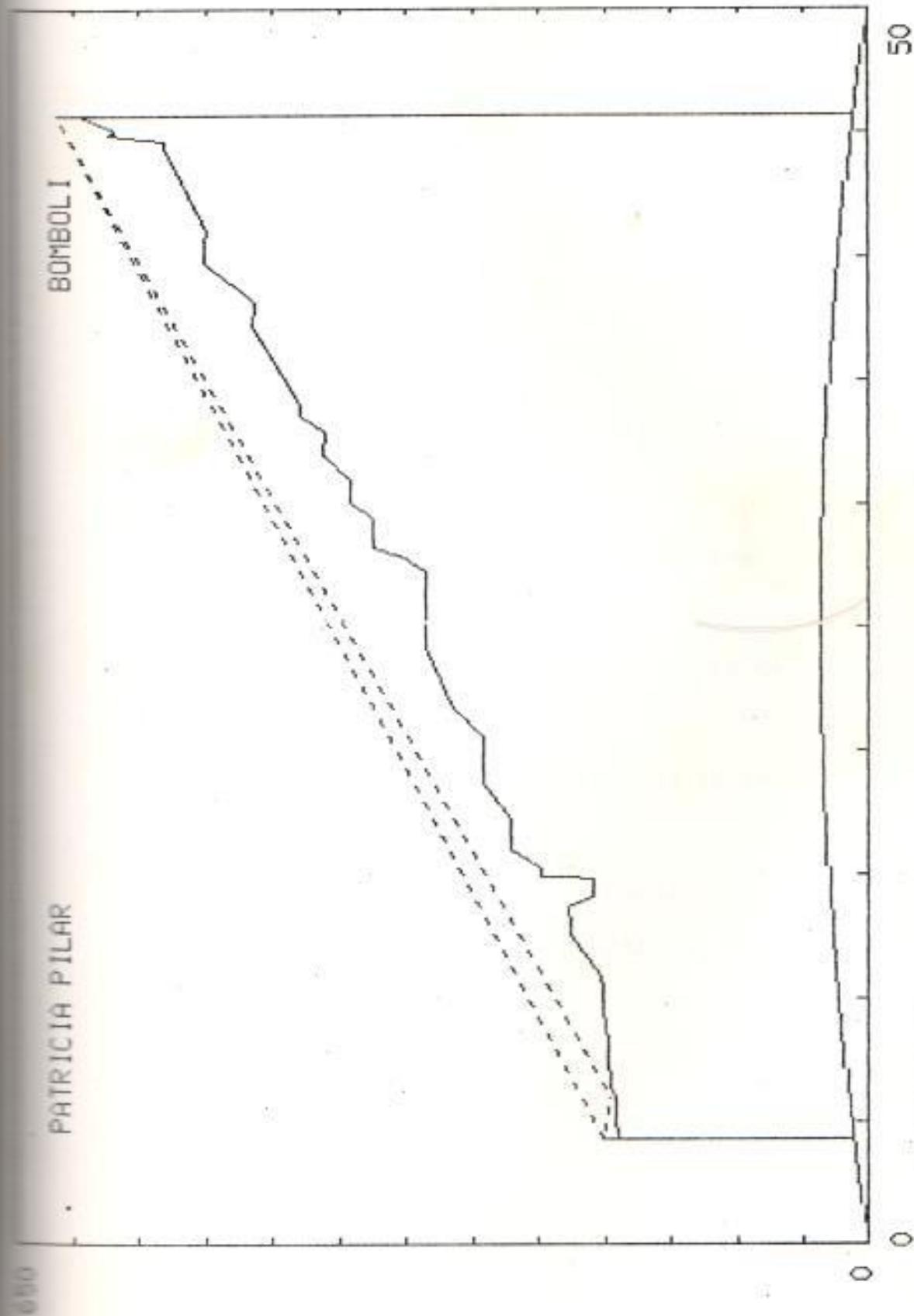


FIGURA 3.17.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE PATRICIA PILAR-BOMBOLI

$$h_{10} - h_1 - h_r = 192 - 180 = 12 \text{ mt}$$

$$h_{10} = 12 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt}} = 39.37 \text{ ft}$$

$$h_{20} = h_2 - h_r = 605 - 180 = 425 \text{ mt}$$

$$h_{20} = 425 \text{ mt} \times \frac{3.28 \text{ ft}}{1 \text{ mt}} = 1394.36 \text{ ft}$$

$$d = 41.4 \text{ Km} \times \frac{1 \text{ milla}}{1.609 \text{ Km}} = 25.73 \text{ millas}$$

utilizando la Figura 3.22 se obtiene:

$$d_1 = 1.04 \text{ millas} \times \frac{1.609 \text{ Km}}{1 \text{ milla}} = 1.68 \text{ Km}$$

$$d_2 = d - d_1 = 41.4 - 1.68 = 39.72 \text{ Km}$$

punto de reflexión corresponde a zona muy abrupta y rugosa, con vegetación de hierba tropical.

$$R = 0.3$$

Cálculo de la zona despejada.-

Altura del haz: h_H

$$h_H = h_1 + (h_2 - h_1) \frac{d_1}{d}$$

$$h_H = 192 + (605 - 192) \frac{1.68}{41.4} = 208.76 \text{ mt}$$

contribución la curvatura de la tierra ($K = 4/3$): h

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (1.68) (39.72) = 3.93 \text{ mt}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

$$F = 208.76 - 3.93 - 180 = 24.84 \text{ mt}$$

radio de la primera zona de Fresnel

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(1.68) (39.72)}{(3900) (41.4)}} = 11.14 \text{ mt}$$

a partir de la Figura 2.31

$$\frac{F}{F_1} = 2.23 \rightarrow A = -1 \text{ dB}$$

$$\begin{aligned} \text{Antena transmisora: } G_T &= 38.8 \text{ dB} \\ \phi &= 3 \text{ mt} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Antena receptora: } G_r &= 38.8 \text{ dB} \\ \phi &= 3 \text{ mt} \end{aligned}$$

$$\text{FSL} = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$\text{FSL} = 32.4 + 20 \log (41.4) + 20 \log (3900) - 38.8 - 38.8$$

$$\text{FSL} = 58.96 \text{ dB}$$

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

$$\text{Longitud de la guía de Onda: } l = h_A + 10$$

de acuerdo con la Figura 3.23 la atenuación de guía de onda.

$$2.7 \text{ dB}/100 \text{ mt}$$

$$Lg_1 = 22 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.59 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 30 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.81 \text{ dB}$$

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

$$\begin{aligned} \text{Antena transmisora : } G_T &= 38.8 \text{ dB} \\ \phi &= 3 \text{ mt} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Antena receptora: } G_r &= 38.8 \text{ dB} \\ \phi &= 3 \text{ mt} \end{aligned}$$

$$\text{FSL} = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$\text{FSL} = 32.4 + 20 \log (41.4) + 20 \log (3900) - 38.8 - 38.8$$

$$\text{FSL} = 58.96 \text{ dB}$$

Cálculo de las pérdidas de guía de onda y otras pérdidas.-

$$\text{Longitud de la guía de onda: } \lambda = h_A + 10$$

de acuerdo con la Figura 3.23 la atenuación de guía de onda.

$$2.7 \text{ dB}/100 \text{ mt}$$

$$Lg_1 = 22 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.59 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 30 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.81 \text{ dB}$$

$$L_g = L_{g_1} + L_{g_2} = 0.59 + 0.81 = 1.40 \text{ dB}$$

$$\text{p\u00e9rdidas de derivaci\u00f3n: } L_B = 1 \text{ dB}$$

C\u00e1lculo de la potencia recibida.-

$$\text{Potencia transmitida: } P_t = 28 \text{ dBm}$$

$$\text{Potencia recibida: } P_r$$

$$P_r = P_t - \text{FSL} - L_g - L_B - A$$

$$P_r = 28 - 58.96 - 1.40 - 1 - (-1)$$

$$P_r = -32.37 \text{ dBm}$$

C\u00e1lculo del margen de desvanecimiento.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$\text{FM} = P_r - P_u = -32.37 - (-73.04)$$

$$\text{FM} = 40.67 \text{ dB}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$FM = P_r - P_u = -32.37 - (67.54)$$

$$FM = 35.17 \text{ dB}$$

3.2.6 Enlace Bombolí-Atacazo.-

Datos iniciales.-

Estación 1: Bombolí (585 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 25 \text{ mt}$

$$h_1 = 585 + 25 = 610 \text{ mt}$$

Estación 2: Atacazo (3883 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 25 \text{ mt}$

$$h_2 = 3883 + 25 = 3908 \text{ mt}$$

Distancia total: $d = 65.5 \text{ Km}$

Frecuencia central: $f = 3900 \text{ MHz}$

Cálculo del punto de reflexión.-

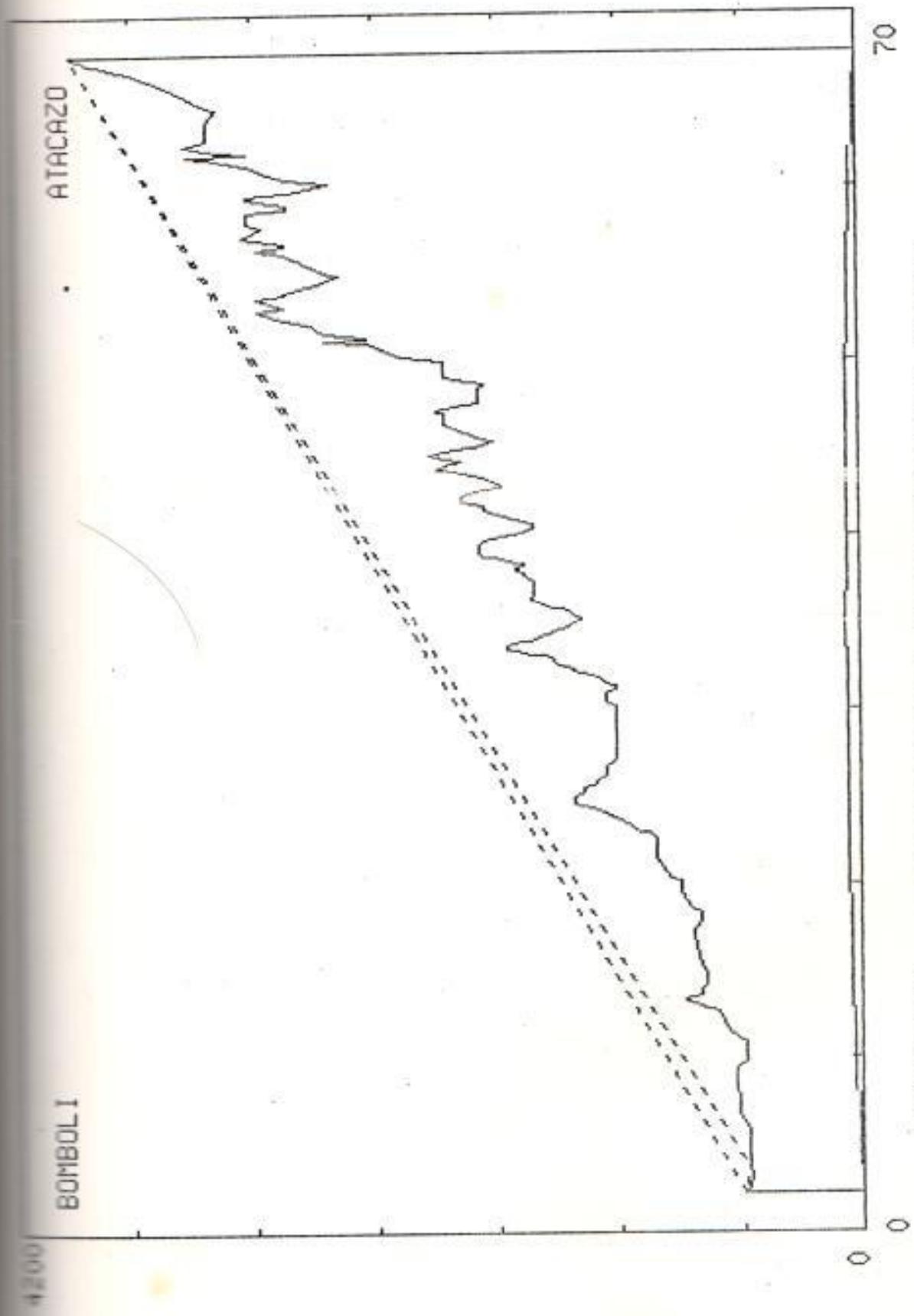


FIGURA 3.18.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE BOMBOLI-ATACAZO

Altura estimada del punto de reflexión:

$$h_r = 560 \text{ mt}$$

$$h_{10} = h_1 - h_r = 610 - 560 = 50 \text{ mt}$$

$$h_{20} = h_2 - h_r = 3908 - 560 = 3348 \text{ mt}$$

$$c = \frac{h_{20} - h_{10}}{h_{20} + h_{10}} = \frac{3348 - 50}{3348 + 50} = 0.97$$

$$m = \frac{1}{4 K_a} \left(\frac{d^2}{h_{20} + h_{10}} \right)$$

$$m = \frac{(65.5)^2 \cdot 10^6}{4(4/3) (6.37 \times 10^6) (3398)} = 0.04$$

utilizando la figura 2.34 se obtiene:

$$b = 0.96$$

$$d_2 = \frac{d}{2} (1 + b) = \frac{(65.5) (1.96)}{2} = 64.19 \text{ Km}$$

$$d_1 = d - d_2 = 65.5 - 64.19 = 1.31 \text{ Km}$$

punto de reflexión corresponde a la ciudad de Santo Domingo de los Colorados.

$$R \approx 0.2$$

Cálculo de la zona despejada.-

Altura del haz: h_H

$$h_H = h_1 + (h_2 - h_1) \frac{d_1}{d}$$

$$h_H = 610 + (3908 - 610) \frac{1.31}{65.5} = 675.96 \text{ mt}$$

contribución de la curvatura de la tierra
($K = 4/3$): h

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (1.31) (64.19) = 4.95 \text{ mt}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

$$F = 675.96 - 4.95 - 560 = 111.01 \text{ mt}$$

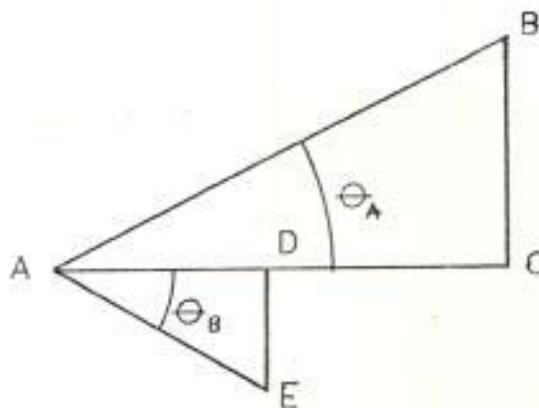
radio de la primera zona de Fresnel

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(1.31) (64.19)}{(3900) (65.5)}} = 9.94 \text{ mt}$$

$$\frac{F}{F_1} = 11.17 > 2.3 \text{ se considera reflexión}$$

Cálculo de pérdidas por reflexión.-



A: Antena en Bombolf

B: Antena en Atacazo

E: Punto de reflexión

FIGURA 3.20- ANGULO ENTRE RAYO DIRECTO Y RAYO REFLEJADO PARA EL TRAYECTO BOMBOLI-ATACAZO.

$$\overline{AC} = 65500$$

$$\overline{BC} = 3298$$

$$\theta_A = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{\overline{BC}}{\overline{AC}} \right] = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{3298}{65500} \right] = 2.88^\circ$$

$$\overline{AD} = 1310$$

$$\overline{DE} = 40 - 4.95$$

$$\theta_B = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{\overline{DE}}{\overline{AD}} \right] = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{50 - 4.95}{1310} \right] = 1.97^\circ$$

$$\theta_1 = \theta_A + \theta_B = 2.88 + 1.97 + 4.85^\circ$$

$$\theta_1 = 4^\circ 51' 07''$$

a partir de la Figura 3.24

$$D_{\theta 1} = 28 \text{ dB}$$

$$D_{\theta 2} = 0 \text{ dB}$$

pérdidas del rayo reflejado: L_r

$$L_r = D_{\theta 1} + D_{\theta 2} + 20 \log (1/R)$$

$$L_r = 28 + 0 + 20 \log (1/0.2)$$

$L_r = 41.98 \text{ dB}$ lo cual hace despreciable a la componente de onda reflejada en compara-

ción con la del rayo directo.

Cálculo de la pérdida de espacio libre.-

Antena transmisora: $G_T = 42.3$ dB
 $\phi = 4.6$ mt

Antena receptora: $G_r = 40.4$ dB
 $\phi = 3.7$ mt

$$FSL = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log (65.5) + 20 \log (3900) - 42.3 - 40.4$$

$$FSL = 57.85 \text{ dB}$$

Cálculo de las pérdidas de guía de onda y otras pérdidas.-

Longitud de la guía de onda: $z = h_A + 10$

de acuerdo con la Figura 3.25 la atenuación de guía de onda:

$$2.7 \text{ dB/100 mt}$$

$$Lg_1 = 35 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.95 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 35 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.95 \text{ dB}$$

$$Lg = Lg_1 + Lg_2 = 0.95 + 0.95 = 1.89 \text{ dB}$$

pérdidas de derivación: $L_B = 1 \text{ dB}$

Cálculo de la potencia recibida.-

Potencia transmitida: $P_t = 28 \text{ dBm}$

Potencia recibida: P_r

$$P_r = P_t - \text{FSL} - Lg - L_B$$

$$P_r = 28 - 57.85 - 1.89 - 1$$

$$P_r = - 32.74 \text{ dBm}$$

Cálculo del margen de devanecimiento.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$FM = P_r - P_u = -32.74 - (-73.04)$$

$$FM = 40.30 \text{ dB}$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$FM = P_r - P_u = -32.74 - (-67.54)$$

$$FM = 34.80 \text{ dB}$$

3.2.7 Enlace Atacazo-Quito.-

Datos iniciales.-

Estación 1: Atacazo (3883 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 10 \text{ mt}$

$$h_1 = 3883 + 10 = 3893 \text{ mt}$$

Estación 2: Quito (2800 m.s.n.m.)

Altura de la antena: $h_A = 10 \text{ mt}$

$$h_2 = 2800 + 10 = 2810 \text{ mt}$$

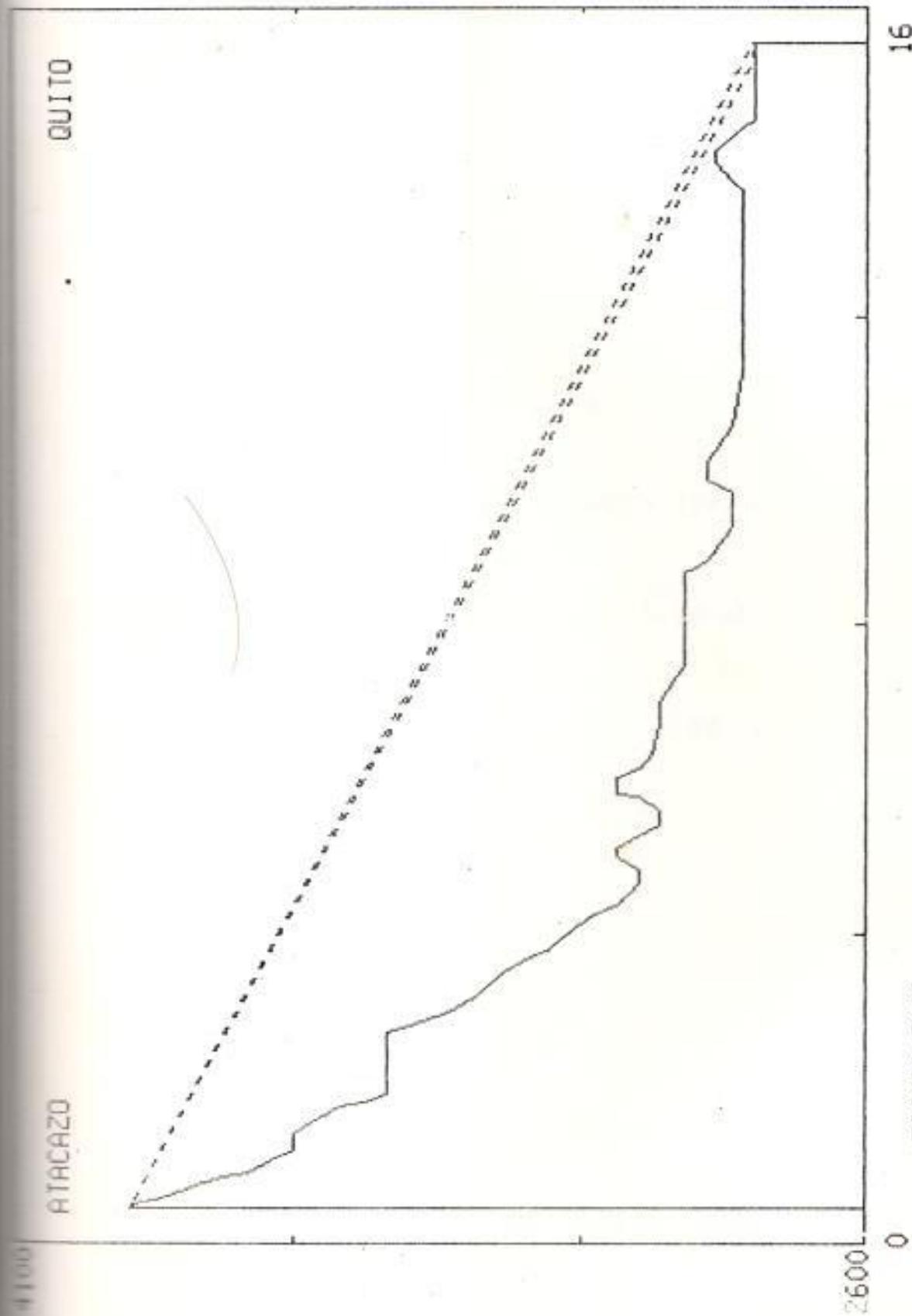


FIGURA 3.19.- PERFIL TOPOGRAFICO DEL ENLACE ATACAZO-QUITO

distancia total: $d = 15.04 \text{ Km}$

Frecuencia central: $f = 3900 \text{ MHz}$

Cálculo del punto de reflexión.-

Altura estimada del punto de reflexión:

$$h_r = 2800 \text{ mt}$$

$$h_{10} = h_1 - h_r = 3893 - 2800 = 1093 \text{ mt}$$

$$h_{20} = h_2 - h_r = 2810 - 2800 = 10 \text{ mt}$$

$$c = \frac{h_{10} - h_{20}}{h_{10} + h_{20}} = \frac{1093 - 10}{1093 + 10} = 0.98$$

$$m = \frac{1}{4 K a} \left(\frac{d^2}{h_{10} + h_{20}} \right)$$

$$m = \frac{(15.04)^2 10^6}{4(4/3) (6.37 \times 10^6) (1103)} = 0.01$$

Utilizando la Figura 2.34 se obtiene:

$$b = 0.97$$

$$d_1 = \frac{d}{2} (1+b) = \frac{(15.04) (1.97)}{2} = 14.81 \text{ Km}$$

$$d_2 = d - d_1 = 15.04 - 14.81 = 0.23 \text{ Km}$$

punto de reflexión corresponde a la ciudad de Quito

$$R = 0.2$$

Cálculo de la zona despejada.-

Altura del haz: h_H

$$h_H = h_2 + (h_1 - h_2) \frac{d_2}{d}$$

$$h_H = 2810 + (3893 - 2810) \frac{0.23}{15.04} = 2826.25 \text{ mt}$$

contribución de la curvatura de la tierra

($K = 4/3$): h

$$h = \frac{3}{51} d_1 d_2 = \frac{3}{51} (14.81) (0.23) = 0.2 \text{ mt}$$

zona despejada: F

$$F = h_H - h - h_r$$

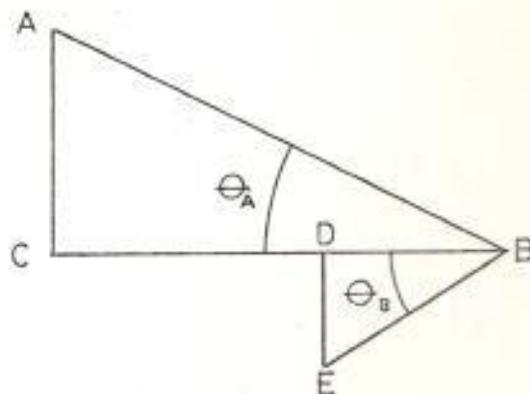
$$F = 2826.25 - 0.2 - 2800 = 26.05 \text{ mt}$$

radio de la primera zona de Fresnel

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}}$$

$$F_1 = 548 \sqrt{\frac{(14.81)(0.23)}{(3900)(15.04)}} = 4.14$$

$$\frac{F}{F_1} = 6.3 > 2.3 \text{ se considera reflexión}$$



A: Antena en Atacazo

B: Antena en Quito

E: Punto de reflexión

FIGURA 3.21- ANGULO ENTRE RAYO DIRECTO Y RAYO REFLEJADO PARA EL TRAYECTO ATACAZO-QUITO.

$$\overline{BC} = 15040$$

$$\overline{AC} = 1083$$

$$\theta_A = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\overline{AC}}{\overline{BC}} \right] = \text{tg}^{-1} \left[\frac{1083}{15040} \right] = 4.12^\circ$$

$$\overline{BD} = 226$$

$$\overline{DE} = 10 - 0.2$$

$$\theta_B = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\overline{DE}}{\overline{BD}} \right] = \text{tg}^{-1} \left[\frac{10 - 0.2}{226} \right] = 2.48^\circ$$

$$\theta_2 = \theta_A + \theta_B = 4.12 + 2.48 = 6.60^\circ$$

$$\theta_2 = 6^\circ 36' 06''$$

a partir de la Figura 3.25

$$D_{\theta 1} = 0 \text{ dB}$$

$$D_{\theta 2} = 25 \text{ dB}$$

Pérdidas del rayo reflejado: L_r

$$L_r = D_{\theta 1} + D_{\theta 2} + 20 \log (1/R)$$

$$L_r = 0 + 25 + 20 \log (1/0.2)$$

$L_r = 38.98 \text{ dB}$ lo cual hace despreciable la componente de onda reflejada en comparación

con la del rayo directo.

Cálculo de la pérdida de espacio.-

Antena transmisora: $G_T = 36.8$ dB
 $\phi = 2.4$ mt

Antena receptora: $G_r = 36.8$ dB
 $\phi = 2.4$ mt

$$FSL = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f - G_T - G_r$$

$$FSL = 32.4 + 20 \log (15.04) + 20 \log (3900) - 36.8 - 36.8$$

$$FSL = 54.17 \text{ dB}$$

Cálculo de las pérdidas de guía de onda y otras pérdidas.-

Longitud de la guía de onda: $\lambda = h_A + 10$

de acuerdo con la Figura 3.25 la atenuación de la guía de onda:

$$2.7 \text{ dB/ } 100 \text{ mt}$$

$$Lg_1 = 20 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.54 \text{ dB}$$

$$Lg_2 = 20 \text{ mt} \times \frac{2.7 \text{ dB}}{100 \text{ mt}} = 0.54 \text{ dB}$$

$$Lg = Lg_1 + Lg_2 = 0.54 + 0.54 = 1.08 \text{ dB}$$

pérdidas de derivación: $L_B = 1 \text{ dB}$

Cálculo de potencia recibida.-

Potencia transmitida: $P_t = 28 \text{ dBm}$

Potencia recibida: P_r

$$P_r = P_t - \text{FSL} - Lg - L_B$$

$$P_r = 28 - 54.17 - 1.08 - 1$$

$$P_r = 28.25 \text{ dBm}$$

Cálculo del margen de desvanecimiento.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

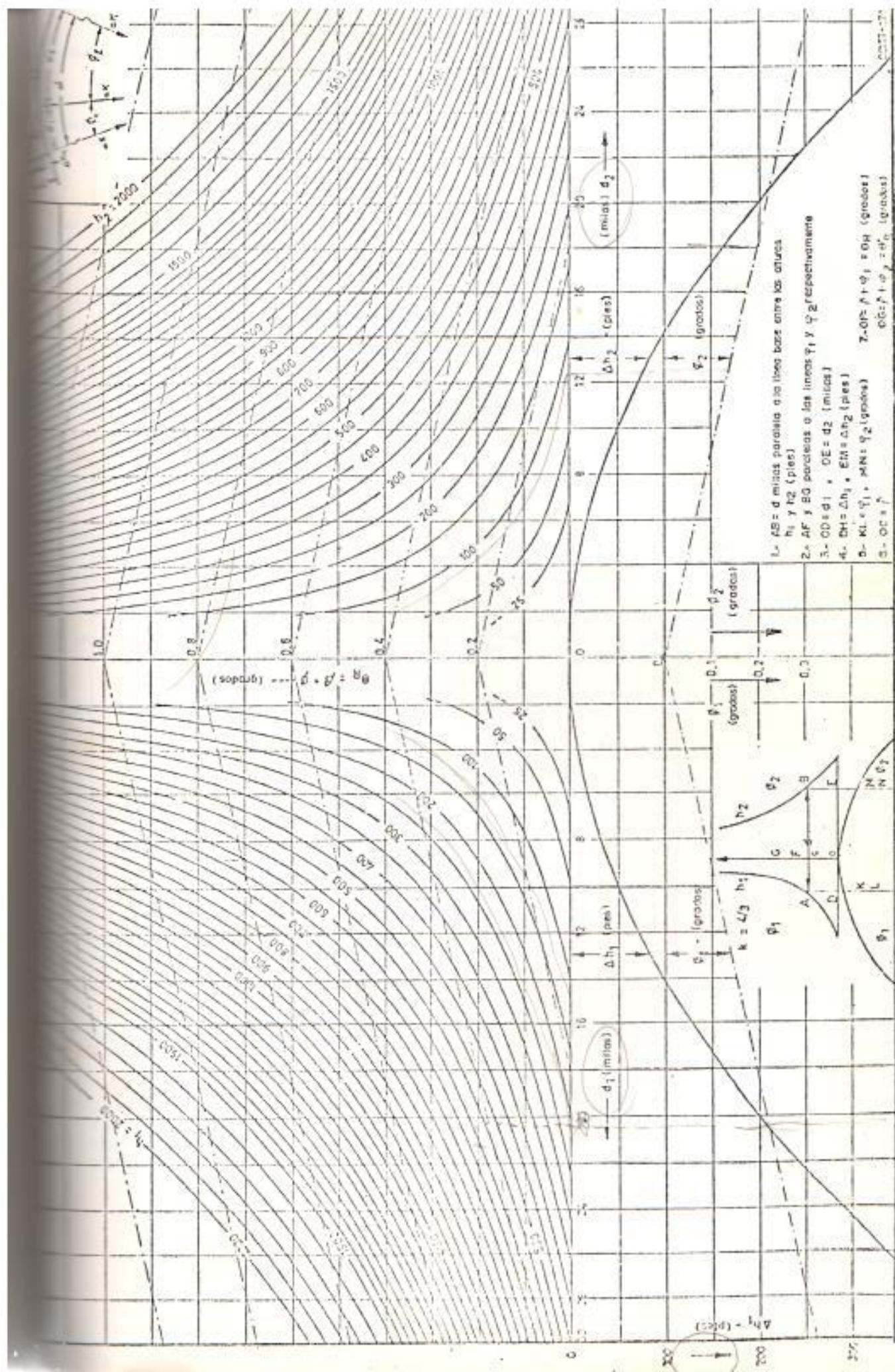


FIGURA 3.22.- CARTA DE PUNTO DE REFLEXION PARA $K = 4/3$ [17]

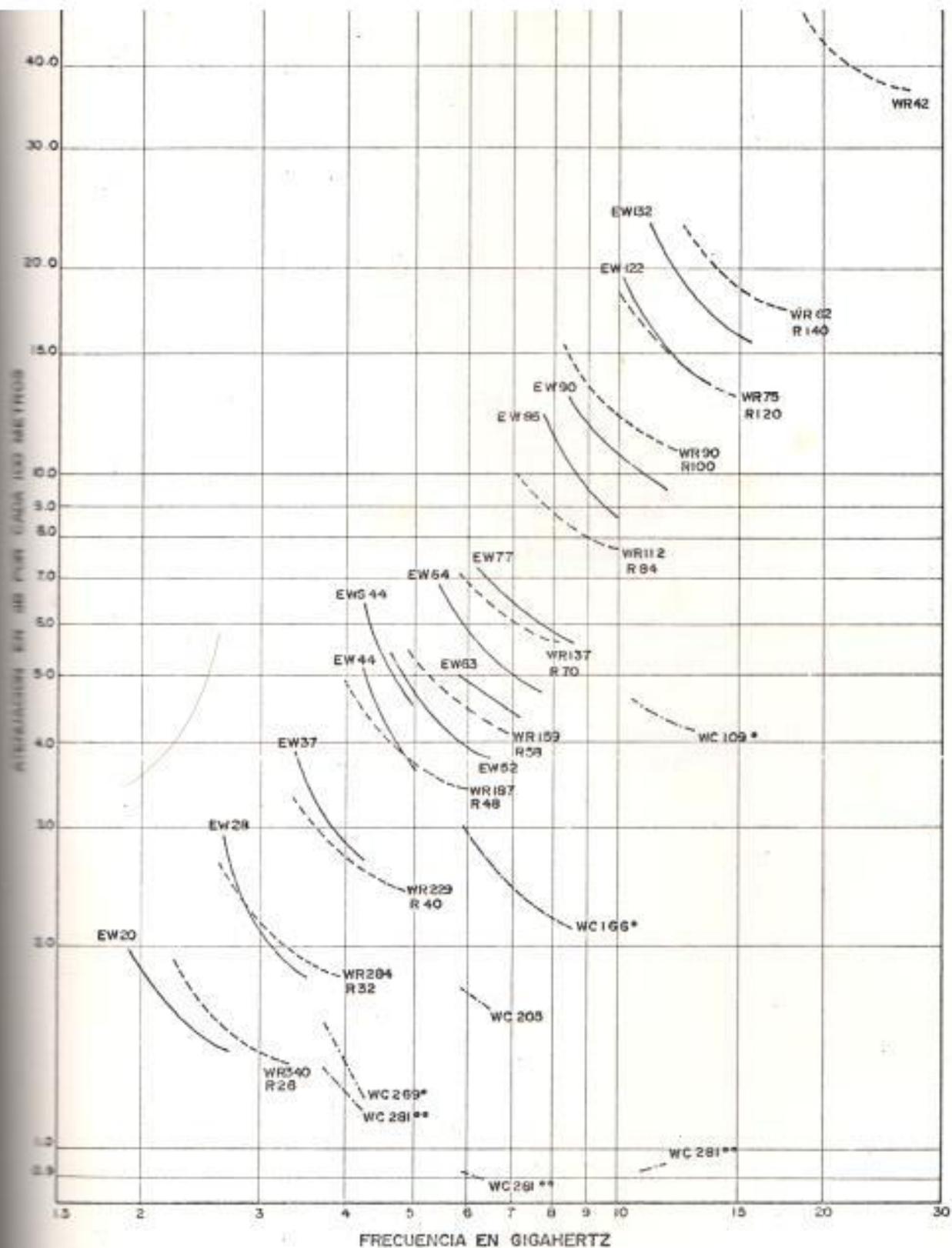


FIGURA 3.23.- ATENUACION EN GUIAS DE ONDA [10]

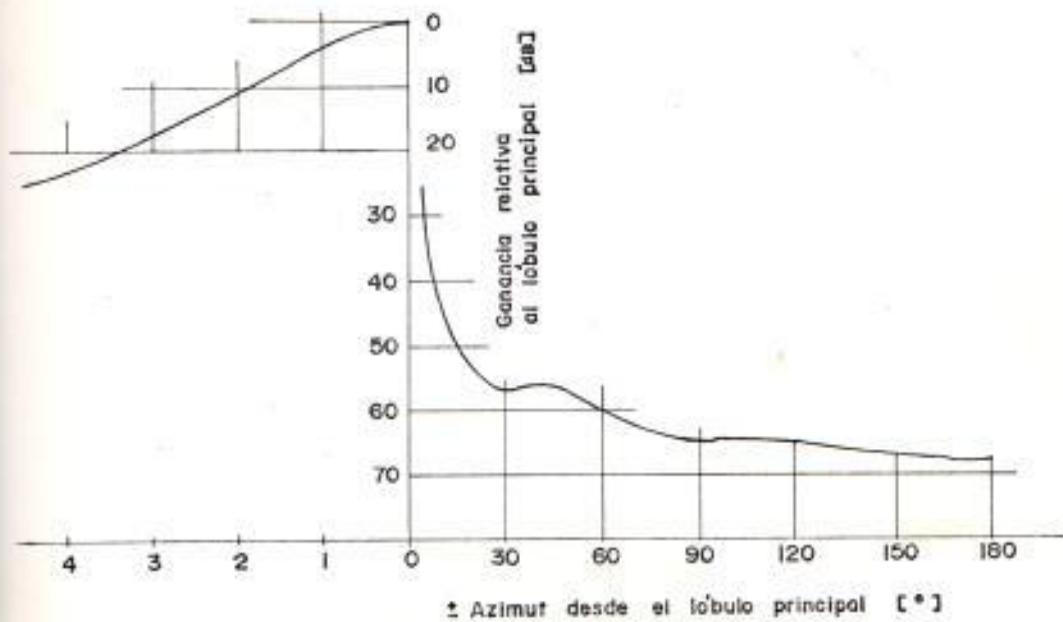


FIGURA 3.24 PATRON DE IRRADIACION DE UNA ANTENA HI-PERF
 $\phi = 15\text{ft}$ $f = 4\text{GHz}$

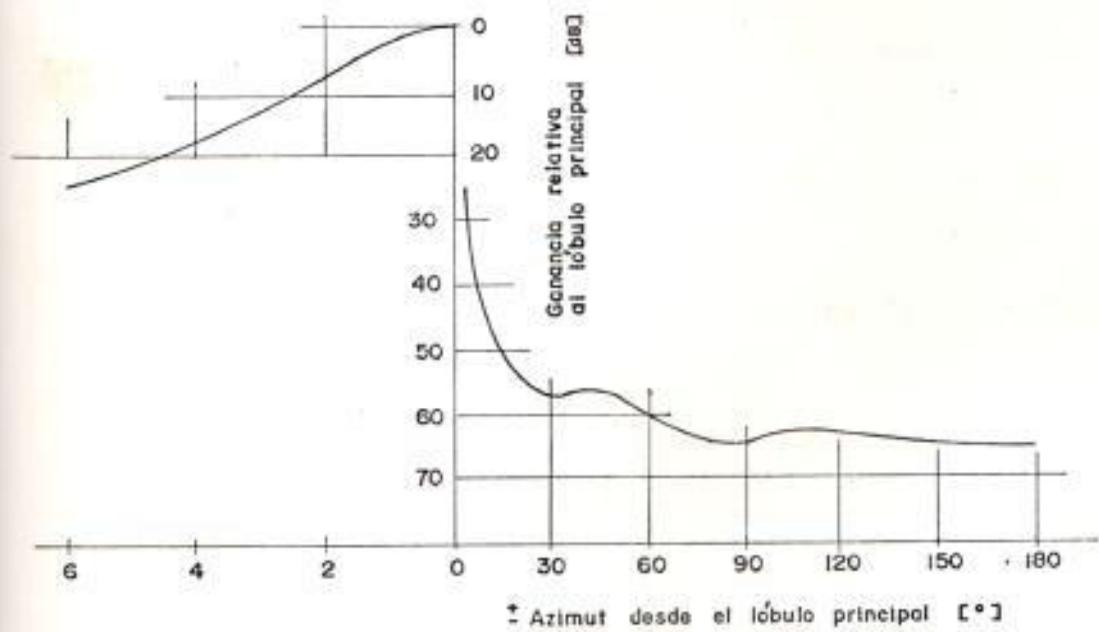


FIGURA 3.25.- PATRON DE IRRADIACION DE UNA ANTENA HI-PERF
 $\phi = 8\text{ft}$ $f = 4\text{GHz}$

$$FM = P_r - P_u = -28.25 - (-73.04)$$

$$FM = 44.79 \text{ dB}$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$FM = P_r - P_u = -28.25 - (-67.54)$$

$$FM = 39.29 \text{ dB}$$

3.2.8 Análisis de interferencias.-

Siendo consecuentes con la teoría expuesta en la sección 2.2.4 revisaremos la influencia de las posibles interferencias sobre nuestro sistema planteado. Miremos primero que tipos de interferencias externas podemos considerar. Habíamos mencionado dentro de ellas a la producida por un sistema de radar, pero en las vecindades de nuestra red no existen tales. Aún las más cercanas correspondientes a los aeropuertos internacionales de Guayaquil y Quito no producen problemas de esta índole, como bien lo prueba el funcionamiento adecuado de las otras redes de microondas del IETEL que existen en

T A B L A X I

RESUMEN DE DATOS Y CALCULOS DEL SISTEMA GUAYAQUIL-QUITO

ESTACION	GUAYAQUIL	BABAHOYO	EL PAYLON	QUEVEDO	PATRICIA PILAR	BOMBOLI	ATACAZO	QUITO
Lat. S.	2°10'38"	1°47'48"	1°23'5"	1°1'14"	0°34'18"	0°14'42"	0°18'55"	0°12'54"
Long. O.	79°52'42"	79°31'32"	79°22'3"	79°28'7"	79°22'7"	79°11'14"	78°35'59"	78°30'37"
m.s.n.m.	95	2	354.7	80	180	585	3883	2800
h_T m	75	48	12	58	72	45	60	35
h_A m	40	46	18	10	10	10	25	10
d Km	57.25	48.7	41.8	59.2	41.4	65.5	15.04	
d_1, d_2 Km	37.54	19.71	3.22	45.48	39.94	1.86	29.6	1.68
h_r m	2	8	80	137	180	560	2800	
R	0.8	0.4	0.2	0.1	0.3	0.2	0.2	
F/F ₁	1.03	1.72	1.53	0.55	2.23	11.17	6.3	
A dB	-4	-1.5	0	7	-1			
Lr dB						41.98	38.98	
G_T, G_r dB	40.4	38.8	38.8	36.6	38.8	49.4	40.4	36.8
ϕ m	3.7	3	3	3	3.7	3	4.6	2.4

la actualidad, utilizando como nodos a las mencionadas ciudades. El caso de otros sistemas paralelos o cruzados con el nuestro tampoco merece atención pues gran parte de la ruta recorre áreas no desarrolladas en comunicación vía enlaces de microondas, y para el resto, la diferencia de banda utilizada es suficiente razón para no tomar en cuenta su influencia. Queda entonces la posibilidad de que sistemas de comunicación satelital produzcan interferencia con la red diseñada. Al examinar el rango de frecuencias de trabajo para la comunicación de satélite hacia tierra verificamos que prácticamente coincide con la de nuestro sistema, y por ello será la única fuente de interferencia externa que se considerará para el cálculo.

Las interferencias internas en cambio serán abordadas en todas sus posibilidades y por tanto resulta necesario conocer el plan de frecuencias diseñada para la ruta y además la ubicación correspondiente de los canales de radio frecuencia en el espectro. Siguiendo la recomendación del CCIR Rec para el uso de la banda de 4GHz por sistemas digitales.

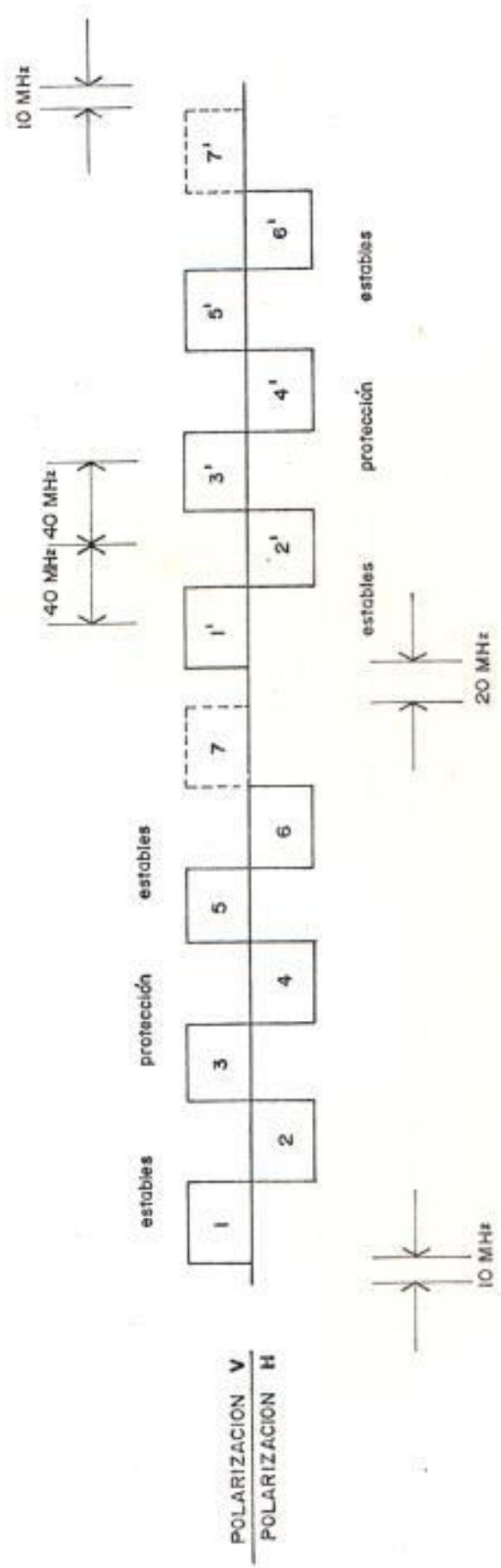


FIGURA 3.26.- ARREGLO DE CANALES EN LA BANDA DE 3.6 A 4.2GHz

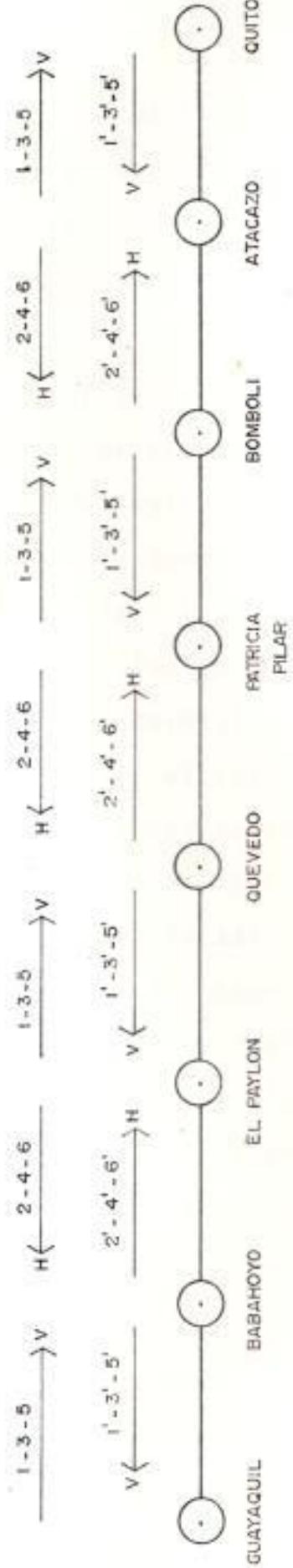


FIGURA 3.27.- PLAN DE FRECUENCIAS

en 140Mbps con modulación 16QAM y basados en valores reales de equipos disponibles en el mercado, el arreglo de canales queda como lo muestra la Figura 3.26.

Nótese que se han alternado polarizaciones para los canales de RF adyacentes y por tanto la separación entre dos de ellos con igual polaridad es 80MHz valor suficiente como para desprestigiar interferencia entre ellos. Queda establecida una banda central de 20 MHz, mínimo permitido por el CCIR y bandas de guardia en el extremo superior e inferior con un ancho de 10MHz. Además de acuerdo a lo solicitado por IETEL el sistema es 2+1, y se ha dejado los canales 3-3' y 4-4' para protección, como se indica. Finalmente el canal 7-7' marcado con línea punteada no se utiliza en el diseño pero cabe la posibilidad de que en alguna ampliación se lo necesite, o tal vez momentáneamente en caso de mantenimiento.

La aplicación de la mencionada distribución de canales de RF para la red Guayaquil-Quito puede verse en la Figura 3.27. Las polariza

ciones se alternan de salto a salto, empleando unos los canales impares y otros los canales pares. También se ha tenido cuidado de alternar el sentido en que viaja el mensaje a través de canales adyacentes.

Con estos antecedentes ya es posible un análisis cuantitativo de la influencia de la interferencia interna y externa. Para ello la Figura 3.28 presenta un diagrama simplificado de las diversas formas de interferencia interna posible.

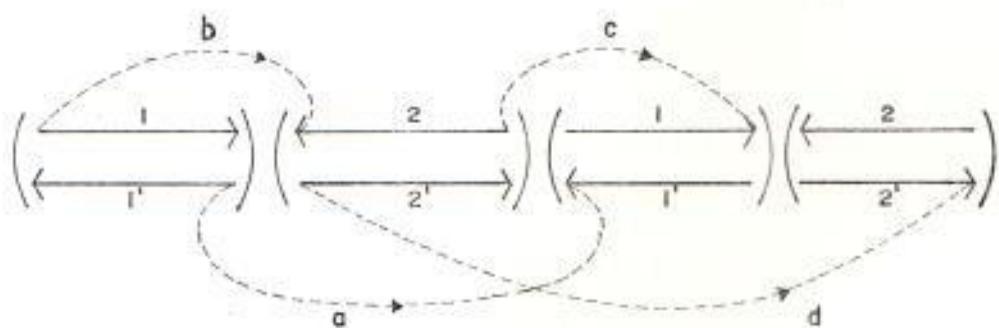


FIGURA 3.28.- POSIBLES FORMAS DE INTERFERENCIA

De acuerdo con lo indicado en la Figura podemos clasificar a las interferencias en:

a } interferencia de canal compartido
d

b } interferencia de canal adyacente
c

y también como

a
b } interferencia variable
d

c interferencia constante

Si despreciamos la diferencia de recorrido de las señales interferente e interferida, es decir, tomando como iguales las distancias de cada enlace y, utilizamos los valores reales de las antenas y filtros tendremos los resultados a continuación desarrollados.

$XPD = 30 \text{ dB}$ $F/B = 65 \text{ dB}$ $NFD = 25 \text{ dB}$

donde:

XPD = El desacoplamiento de polarización cruzada en la dirección de máxima ganancia.

F/B = La relación frontal-posterior de las antenas.

NFD = La discriminación neta de filtrado entre canales adyacentes.

Caso a.-

La señal interferente ha de luchar contra las relaciones frontal-posterior de la antena transmisora y receptora. Por ser de índole variable tiene a su favor un posible desvanecimiento de la señal interferida (D).

$$s/I_a = F/B + F/B - D$$

$$= 65 + 65 - 40$$

$$s/I_a = 90 \text{ dB}$$

Caso b.-

Las señales interferente e interferida per

tenecen a canales adyacentes y por ello se considera la discriminación neta de filtrado; además de la relación frontal-posterior en la antena receptora y el desacoplamiento de polarización cruzada, el cual para dicho ángulo ha disminuido considerablemente. También está dentro de los valores.

$$s/I_b = \text{NFD} + \text{F/B} + \text{XPD} - \text{D}$$

$$= 25 + 65 + 5 - 40$$

$$s/I_b = 55 \text{ dB}$$

Caso c.-

Dado que las señales deseada e interferente recorren igual camino, es del tipo constante, y además está protegido por la relación frontal-posterior de la antena transmisora, el desacoplamiento de polarización cruzada en la antena receptora y el filtro en el receptor.

$$s/I_c = \text{F/B} + \text{XPD} + \text{NFD}$$

$$= 65 + 30 + 25$$

$$s/I_c = 120 \text{ dB}$$

Caso d.-

En este caso el análisis toma en cuenta ante todo que las posibilidades serían solo cinco. Estas son: Guayaquil-Quevedo, Babahoyo-Patricia Pilar, El Paylón-Bombolí, Quevedo-Atacazo, Patricia Pilar-Quito. Los tres primeros casos son imposibles, pues la sola presencia de la curvatura de la tierra se constituye en obstrucción considerable, más aún si sumamos la altura del terreno y la distancia del sobresalto. Una interferencia desde Patricia Pilar a Quito es a todas luces imposible también por la presencia de la cordillera occidental; sin embargo el sobresalto Quevedo-Atacazo no resulta tan inmediato. De hecho, por la distancia entre las estaciones, existirán obstáculos montañosos que disminuirán la potencia de la señal, y la distancia influye; pero la razón última para considerar fuera del análisis este caso es que por por direccionalidad de las antenas se pierden 110 dB. Todas las causas expuestas son base para estimar despreciable por completo al caso d.

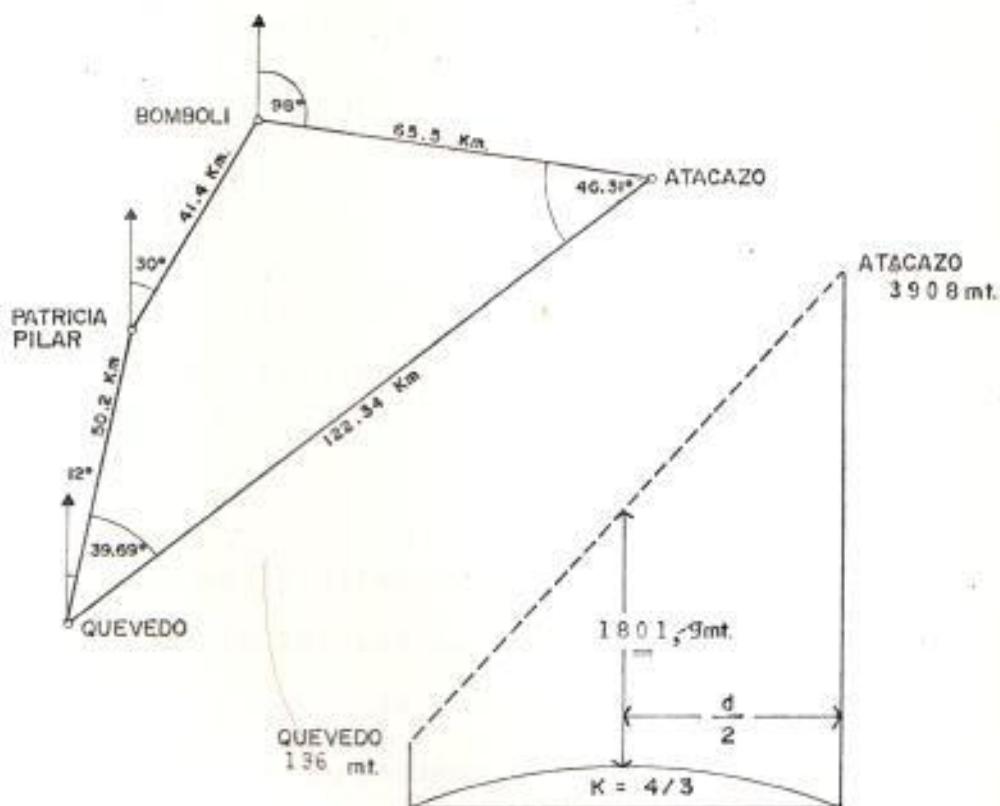


FIGURA 3.29.- SOBRESALTO QUEVEDO-ATACAZO

A los casos ya analizados de sumarse también el de la interferencia de satélite que habíamos mencionado al inicio de la sección. Una señal de satélite interfiriendo a cualquiera de nuestra red, será menor que ella por los siguientes motivos:

- Existe una diferencia entre la ganancia de una antena apuntando al satélite y la mues-

tra correspondiente a un azimut de 90°, en un margen del orden de los 75 dB.

- Tomando en cuenta la variación en la polarización para el mencionado azimut consideramos una pérdida por desacoplamiento de 5 dB.
- Basado en la diferencia de niveles de umbral entre los equipos utilizados y aquellos receptores de servicios satélites, para recibir adecuadamente la señal interferente necesitaríamos un incremento de ésta en 15 dB aproximadamente.

Claro que aquí también consideramos a la interferencia externa como una interferencia de tipo variable y por tanto:

$$s/I_e = 75 + 5 + 15 - 40$$

$$s/I_e = 55 \text{ dB}$$

Ahora bien, suponiendo el peor de los casos para el cual una señal se viese afectada simultáneamente por todos los tipos de interfe

rencia posibles debemos de encontrar la relación señal a interferencia total. Decimos en general que si tenemos n interferencias, entonces:

$$s/I_i = 10 \log \left(\frac{s}{I_i} \right) \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.1)$$

$$I_i = s \cdot 10^{-\left(\frac{s/I_i}{10}\right)} \quad (3.2)$$

Partiendo de que:

$$I_T = I_1 + I_2 + \dots + I_i + \dots + I_n = \sum_{i=1}^n I_i \quad (3.3)$$

$$I_T = \sum_{i=1}^n s \cdot 10^{-\left(\frac{s/I_i}{10}\right)}$$

... tenemos:

$$I_T = s \sum_{i=1}^n 10^{-\left(\frac{s/I_i}{10}\right)} \quad (3.4)$$

$$\frac{s}{I_T} = \sum_{i=1}^n 10^{-\left(\frac{s/I_i}{10}\right)}$$

Y así regresando a valores en decibelios:

$$s/I_T \text{ dB} = 10 \log \frac{s}{I_I}$$

$$s/I_T \text{ dB} = 10 \log \left[\sum_{i=1}^n 10^{-\left(\frac{s/I_i}{10}\right)} \right]^{-1} \quad (3.5)$$

Es decir que para nuestro caso resulta:

$$\begin{aligned} s/I_T &= \left[10 \log 10^{-\left(\frac{s/I_a}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{s/I_b}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{s/I_c}{10}\right)} \right. \\ &\quad \left. + 10^{-\left(\frac{s/I_e}{10}\right)} \right]^{-1} \\ &= \left[10 \log 10^{-9} + 10^{-5.5} + 10^{-12} + 10^{-5.5} \right]^{-1} \end{aligned}$$

$$s/I_T = 51.99 \text{ dB}$$

Para hallar entonces las degradaciones de niveles de umbral por interferencia, utilizando la fórmula (2.107) obtenemos para $BER = 10^{-3}$:

$$s/N = 15.5 \text{ dB} \quad s/I_T = 51.99$$

$$Du = 10 \log (1 + 10^{(s/N - s/I_T)/10})$$

$$= 10 \log (1 + 10^{(15.5 - 51.99)/10})$$

$$Du = 0.0009746182 \text{ dB}$$

$$Du = 9.75 \times 10^{-4} \text{ dB}$$

y para un BER = 10^{-7} :

$$s/N = 21 \text{ dB}$$

$$s/I_T = 51.99$$

$$Du = 10 \log (1 + 10^{(s/N - s/I_T)/10})$$

$$= 10 \log (1 + 10^{(21 - 51.99)/10})$$

$$Du = 0.034570843 \text{ dB}$$

$$Du = 3.46 \times 10^{-3} \text{ dB}$$

Como se demuestra en los cálculos, la magnitud de la degradación de umbral es tan pequeña que, a pesar de considerar influencia de las interferencias externas, internas, de canal adyacente, canal compartido, constantes y variables; no significan consecuencia alguna en el funcionamiento del sistema, y por tanto los valores de margen de desvanecimiento obtenido no serán alterados.

3.3 REQUERIMIENTOS TECNICOS DE LOS EQUIPOS.-

Tal como se vio en las secciones de teoría como en los cálculos de este capítulo, no resulta posible un estudio técnico del sistema Guayaquil-Quito, si prescindimos de ciertos datos de los equipos a utilizarse. Dadas las condiciones en las que deberán trabajar dichos equipos se establecen requerimientos que corresponden a valores referenciales para diversas magnitudes físicas de los mismos. Esta sección presenta todos los valores que sirvieron para el cálculo de los enlaces con sus respectivas referencias.

3.3.1 Generalidades.-

Inicialmente antes de cualquier decisión con respecto a banda de frecuencia a usarse y a partir de ésta muchas otras sobre los equipos, hubo de tomarse en consideración lo que IETEL planteaba como requisitos en cuanto a la capacidad del sistema. De acuerdo con los estudios de tráfico realizado por ellos y proyectando ciertas cantidades a futuro, el IETEL presenta una red con 1920 canales para comunicación entre las centrales

de tránsito de Guayaquil y Quito; más 1920 canales para comunicación entre Quito y la región uno al igual que de Guayaquil a la región dos, esto es, dejando derivaciones en Santo Domingo de los Colorados, Babahoyo y Quevedo; más 1920 canales de protección a lo largo de toda la ruta. Concretando, un sistema 1920 canales 2+1, lo cual resulta en una ampliación considerable del sistema nacional.

A partir de lo expuesto quedaban definidos ciertos valores como la velocidad de transmisión, y la prohibición de usar la banda de 2 GHz por la grande capacidad de la red. Es en este momento entonces que determinamos la utilización de la banda de los 4 GHz y con ésta la técnica de modulación multinivel en 16 QAM, de acuerdo con lo recomendado por el CCIR. Una vez aquí, los valores propios de los equipos utilizados normalmente en el mercado, fueron examinados para tomar datos reales que se den en la práctica y no meras especulaciones.

Las referencias utilizadas corresponden a

catálogos ANDREW para las antenas y guías de onda, así como también manuales de operaciones de equipos para sistemas de radio digital GTE Telecomuniazioni. Para los diagramas de direccionalidad de las antenas mostradas en las Figuras 3.24 y 3.25 se usaron como referencias los datos de las antenas y diagramas similares de índole general. Aún así ciertos datos como la potencia de umbral no fueron tomados de catálogos sino calculados para mantener cierto grado de independencia con respecto a las referencias empleadas. De esta manera se garantiza la existencia en el mercado de equipos con las características indicadas en la sección siguiente, aunque un análisis de costos no ha sido realizado al no constar dentro de los objetivos del presente trabajo.

3.3.2 Valores utilizados en el diseño.-

De acuerdo con las referencias señaladas en la sección previa a continuación se muestran los requerimientos técnicos de los equipos utilizados en el diseño tal como sirvieron para los cálculos correspondientes.

ANTENAS :

Todos los datos corresponden a antenas con ancho de banda extendido de 3.54 hasta 4.18 GHz y doble polarizadas.

TABLA XII

REQUERIMIENTOS TECNICOS DE LAS ANTENAS

DIAMETRO [mt]	GANANCIA [dBi]			ANGULO DE MEDIA POTENCIA °	F/B [dB]	XPD [dB]
	Inferior	Central	Superior			
2.4	36.1	36.8	37.5	2.4	65	30
3.0	38.1	38.8	39.5	1.8	65	30
3.7	39.6	40.4	41.1	1.5	68	30
4.6	41.6	42.3	43.0	1.2	68	30

GUIAS DE ONDA :

El diseño presentado emplea guías de onda rectangular cuyo modo dominante es el TE_{10} , para el cual están dados los valores de atenuación y ancho de banda. La atenuación se muestra en la Figura 3.23 para el tipo WR 229.

- Banda de operación: 3.30 - 4.90 GHz

- Banda de bajo VSWR : 3.54 - 4.20 GHz
- Dimensiones : 58.17 mm x 29.08 mm

EQUIPOS DE TRANSMISION Y RECEPCION:

Aun cuando son muchos más los datos proporcionados por el fabricante se indican aquellos valores que tienen que ver con lo abordado en esta tesis.

- Ancho de banda : 3.6 - 4.2 GHz
- Espaciamiento de portadores : 40.MHz
- Números de canales RF : 7
- Discriminación neta de filtrado: 25 dB
- Técnica de modulación: 16 QAM
- Velocidad de transmisión: 150.833 Mbps
- Eficiencia espectral: 3.77 bps/Hz
- Potencia de transmisión: + 28 dBm
- Tipo de demodulación: coherente
- Figura de ruido del receptor: 4 dB
- Potencia de umbral BER = 10^{-3} : -73.04 dBm
BER = 10^{-7} : -67.74 dBm
- Rango de temperaturas: -5°C a + 50°C
- Máxima humedad relativa: 90% T ≤ 35°C
75% T > 35°C
- Altitud: hasta 4500 m.s.n.m.

3.4 CONFIABILIDAD DEL SISTEMA.-

El último paso dentro del diseño de un sistema de comunicación por radio enlaces de microondas como el que se presenta, es el estudio de confiabilidad. Mediante éste podremos obtener la cantidad promedio del tiempo para la cual nuestro sistema funciona en óptimas condiciones, o dicho de otra forma, cual es la probabilidad de falla en el sistema. No podría estar completo el diseño sin este análisis pues de sus resultados depende que un proyecto se aceptado o rechazado. Los cálculos se realizan enfocando las dos posibles causas para desvanecimiento, esto es, la lluvia y los caminos múltiples. También se toma en cuenta la mejora por diversidad de frecuencia ante el desvanecimiento por caminos múltiples.

3.4.1 Objetivos de confiabilidad del sistema.-

Siguiendo lo indicado en la sección 2.3.2 los límites de confiabilidad responden a la recomendación del CCIR Rec 594 (Ginebra 1982) para un trayecto referencial de 2500 Km. La comparación entre lo estipulado por el CCIR y el rendimiento de nuestro enlace se realiza proporcionalmente a la distancia total del mismo hasta distancias no menores a 280 Km, a partir de la cual el valor a compararse se man-

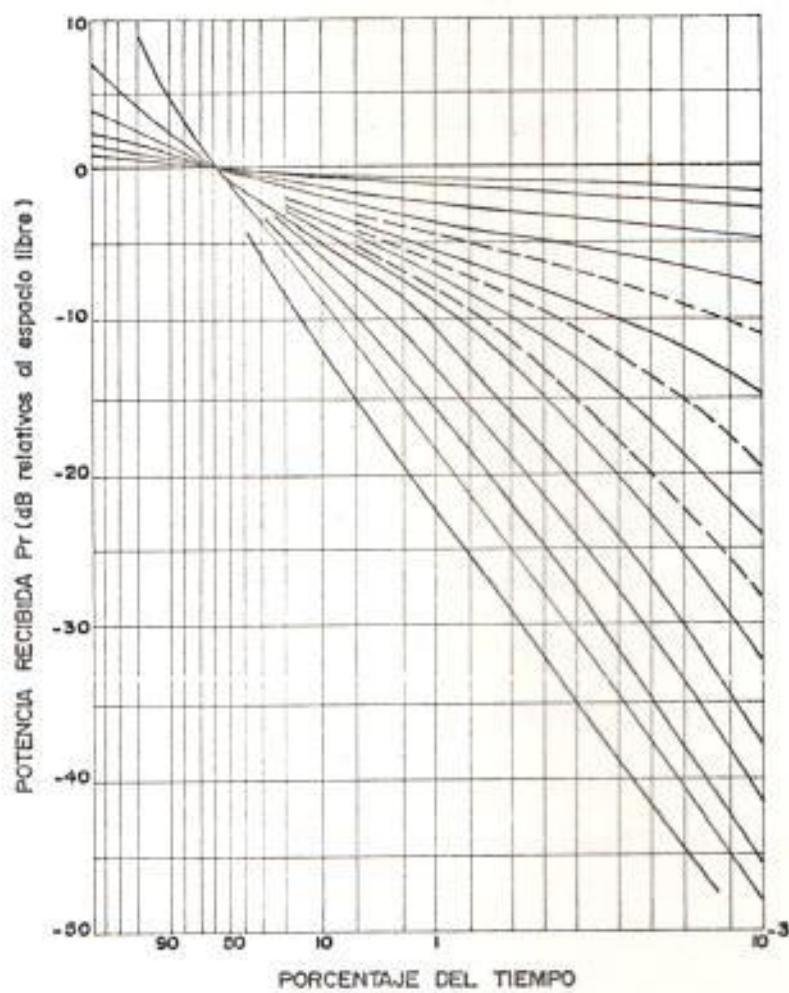
tiene constante. γ

Ahora bien, para poder comparar, debemos primero poder predecir la probabilidad de desvanecimiento profundo para muy pequeños intervalos de tiempo. De manera general la probabilidad de desvanecimiento bajo un cierto nivel W [watts], está dado por:

$$p_r(W) = p_o p'_o(W) + p_M p'_M(W) \quad (3.6) [18]$$

donde p'_o y p'_M son las distribuciones de probabilidades de nivel instantáneo de señal asociado con desvanecimientos ligeros y profundos respectivamente, las mismas que pueden ser modeladas separadamente por distribuciones Nakagami- m . Sin embargo la distribución compuesta p_r es aproximadamente Nakagami- m , siempre y cuando los valores medios de señal durante los desvanecimientos ligeros y profundos sean aproximadamente iguales [Nakagami, 1960].

Muchos han sido los estudios realizados para obtener datos experimentales que permitan determinar la distribución Nakagami que rige



$f = 4 \text{ GHz} - \text{CLIMA TEMPLADO}$

FIGURA 3.30.- DESVANECIMIENTO ATMOSFERICO DEL
MULTIENLACE

el comportamiento de los desvanecimientos en los radioenlaces. Se variaron distancias, climas, topografía, frecuencia, y los resultados han servido para el trazado de soluciones gráficas como por ejemplo la Figura 3.30 [Boithias, 1981], así como también para hallar relaciones empíricas entre los parámetros mencionados.

No obstante para valores muy bajos de señal, correspondientes a desvanecimientos mayores que 15 dB, la distribución Nakagami-m puede ser aproximada por una distribución tipo Rayleigh [Morita, 1970]. Ajustándonos a la probabilidad de que ocurran desvanecimientos profundos, p_M , la probabilidad total está dada por:

$$p_r(W) = p_M K \cdot Q \cdot \frac{W}{W_0} \cdot f^B \cdot d^C \quad (3.7) \quad [18]$$

donde:

d = Distancia del enlace [Km]

f = Frecuencia [GHz]

K = Factor por condiciones climáticas

Q = Factor por condiciones del terreno

TABLA XIII

COMPARACION DE PARAMETROS PARA LA ECUACION (3.7) [18]

PROPUESTA PARA	JAPON ⁽¹⁾	N.O. DE EUROPA	REINO UNIDO	ESTADOS UNIDOS	U.S.S.R.
Referencia	Morita, 190		Doble, 1979	Barnett, 1972; Vignants, 1975	Nadeneko, 1980
B	1.2	1.0	0.85	1.0	1.5
C	3.5	3.5	3.5	3.0	2.0
Para zonas de clima marítimo templado, mediterráneo, costero o de alta humedad y temperatura.				$\frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_2}$	
Para regiones de clima marítimo subtropical.				$\frac{3.1 \times 10^{-5}}{S_1 1.3}$	
Clima continental templado o insular de latitudes medias con terreno ondulado.	10^{-9}	1.4×10^{-8}	$\frac{8.1 \times 10^{-7}}{S_2}$ a $\frac{4.0 \times 10^{-6}}{S_2}$	$\frac{2.1 \times 10^{-5}}{S_2}$	41×10^{-6}
Para zonas de clima templado, costero con terreno aproximadamente plano.	$\frac{9.9 \times 10^{-8}}{h_1 + h_2}$				2.3×10^{-5} to 4.9×10^{-5}
Regiones de clima muy seco y montañoso.	3.9×10^{-10}			$\frac{10^{-5}}{S_1 1.3}$	

(1) Los datos japoneses se aplican para la zona costera.

CONTINUACION TABLA XIII

Para climas templados, regiones insulares con terreno aproximadamente plano.					7.6×10^{-6} a 2×10^{-5}
Desviación típica de los resultados medidos.			2.6 dB 29 enlaces 2.37 GHz 7.5 - 75 Km		1 dB, 33 enlaces en 4GHz

NOTA : h_1 y h_2 son las alturas de las antenas en metros.

S_1 es la rugosidad del terreno medida en metros por la desviación típica de las elevaciones e intervalos de 1Km ($6 \text{ m} \leq S_1 \leq 42 \text{ m}$). Las alturas de los puntos de transmisión y recepción deben ser excluidas.

S_2 se define como el valor r.m.s. de la oblicuidad (en miliradianes) medida entre puntos separados 1 Km a lo largo de la ruta, excluyendo el primer y el último intervalo ($1 < S_2 < 80$).

Es posible que algunos de estos parámetros se vean alterados por la inclusión de datos pertenecientes a rutas que experimentan problemas en la superficie de reflexión y/o desvanecimiento por difracción.

W = Potencia recibida [watts]
 W_0 = Potencia recibida [watts] en condiciones
nes de no desvanecimiento.

Escrito de otra forma tenemos:

$$P_0 = P_M \cdot K \cdot Q \cdot f^B \cdot d^E \cdot 10^{-FM/10} \quad (3.8)$$

donde:

P_0 = Tiempo total de falla (para un enlace sin protección).

FM = Margen de desvanecimiento [dB]

Diferentes estimaciones se han dado para los valores de $(P_M K Q)$, B y C; con la finalidad de estimar de manera acumulativa el tiempo de duración de los desvanecimientos profundos en el peor mes promedio. La Tabla XIII muestra distintos métodos de estimación de acuerdo con las condiciones bajo las cuales se desarrollaron las investigaciones. Como se verá la mejor aproximación a nuestra situación se presenta en el desarrollo de Barnett en 1972 y Vigants 1975.

Una vez aquí, termina el cálculo de confiada

bilidad cuando se trata de sistemas no protegidos. Pero recordemos que las técnicas de diversidad de frecuencia y diversidad de espacio reducen de manera considerable los tiempos de falla debidos a desvanecimiento por caminos múltiples. Matemáticamente podríamos expresar este efecto como un cierto factor de mejoramiento (I) de tal manera que:

$$p_o(d) = \frac{p_o}{I} \quad (3.9) \quad [19]$$

donde:

$p_o(d)$ = Tiempo total de falla con diversidad
I = Factor de mejoramiento por diversidad

Claro está que este factor de mejoría existe tanto en el caso de diversidad de espacio como de frecuencia, pero dado que no se aplica el primer caso en nuestro diseño, únicamente nos fijaremos en el segundo.

En años recientes cantidad de experimentos de campo fueron dedicados a probar la efectividad de la ecualización adaptiva y diversidad de espacio como medidas para aliviar el desvanecimiento por caminos múltiples, mientras se le dió menos atención a la protección por diversidad de frecuencia. De cualquier manera algunos resultados experimentales están ahora disponibles y proveen evidencia preliminar de una mejora significativa

alcanzada gracias a la adecuada utilización de la diversidad de frecuencia proporcionada por el canal de protección. El uso de dicho canal de protección como medida contra el desvanecimiento profundo por caminos múltiples ha sido confirmado en sistemas de media y grande capacidad.

El factor de mejoramiento por diversidad de frecuencia (dentro de banda) en enlaces digitales puede ser obtenido de manera similar que para los sistemas de radio analógicos Vigants, esto es, que para una estructura 1+1 tenemos:

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot 10^{FM/10} \quad (3.10) \quad [19]$$

donde:

I_{FD} = Factor de mejoramiento por diversidad de frecuencia.

d = Distancia del enlace [Km]

f = Frecuencia central de la banda [GHz]

Δf = Espaciamiento en frecuencia [GHz] entre en canal de servicio y el de protección.

FM = Margen de desvanecimiento [dB]

Un cálculo provisional para la mejora por diversidad de frecuencia en sistemas de configuración M+1 puede realizarse aplicando las mismas fórmulas (3.9) y (3.10), substituyendo el valor de Δf equivalente. Tomando en cuenta la disponibilidad reducida del canal de protección resulta:

$$\Delta f_{eq} = \frac{N}{\frac{N}{\Delta f} + \frac{N-1}{2\Delta f} + \dots + \frac{1}{N\Delta f}} \quad (3.11) \quad [19]$$

donde:

Δf_{eq} = Espaciamiento efectivo en frecuencia
[GHz] para una configuración N+1.

3.4.2 Enlace Guayaquil-Babahoyo.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 57.25 \text{ Km} < 280 \text{ Km}$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$p_o^* \leq \frac{280}{2500} (0.05\%) \leq 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_o^* \leq \frac{280}{2500} (1\%) = 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

Intensidad pluviométrica (0.01%): $\rho = 145\text{mm/h}$

Coefficientes de regresión: $m_y = 0.000591$

$$a_y = 1.075$$

Razón de atenuación por distancia: Y_ρ

$$Y_\rho = m_\rho^a$$

$$Y_\rho = (0.000591) (145)^{1.075}$$

$$Y_\rho = 0.1245 \text{ dB/Km}$$

Distancia equivalente: d_e

$$d_e = \frac{90 d}{90 + 4d}$$

$$de = \frac{(90) (57.25)}{90 + 4 (57.25)} = 16.152 \text{ Km}$$

Atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_{p0.01}$

$$L_{p0.01} = Y_p \text{ de}$$

$$L_{p0.01} = (0.1245) (16.152) = 2.0104 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo: $L_{p0.0056}$

$$L_{op} = (0.12) L_{p0.01} p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_{p0.0056} = (0.12) L_{p0.01} (0.0056)^{-(0.546 + 0.43 \log 0.0056)}$$

$$L_{p0.0056} = 2.477 \text{ dB}$$

$$L_{p0.0056} \quad \text{FM}_{10^{-7}} \quad \text{FM}_{10^{-3}}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

A partir de la Tabla XIII: $B = 1$

$C = 3$

Rugosidad: $S_1 = 11 \text{ mt}$

para clima cálido y húmedo:

$$P_M K Q = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$P_M K Q = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{(11)^{1.3}} = 1.82 \times 10^{-6}$$

tiempo de falla : p_o

$$p_o = P_M K Q f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_o = (1.82 \times 10^{-6}) (3.9) (57.25)^3 (10)^{-4.087}$$

$$p_o = 1.09 \times 10^{-4} = 0.0109\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_o = (1.82 \times 10^{-6}) (3.9) (57.25)^3 (10)^{-3.537}$$

$$p_o = 3.86 \times 10^{-4} = 0.0386\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

Configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia: $\Delta f = 80$ MHz

Espaciamiento efectivo: Δf_{eq}

$$\Delta f_{eq} = \frac{2}{\frac{2}{80} + \frac{1}{2(80)}} = 64 \text{ MHz}$$

Factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{\Delta f_{eq}}{f^2} \cdot 10^{FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{57.25} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{4.087} = 71.84$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{57.25} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.537} = 20.25$$

tiempo de falla con diversidad: $p_0(d)$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_o(d) = \frac{P_o}{I_{FD}} = \frac{0.0109\%}{71.84}$$

$$p_o(d) = 1.51 \times 10^{-4}\% < 0.0056\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_o(d) = \frac{P_o}{I_{FD}} = \frac{0.0386\%}{20.25}$$

$$p_o(d) = 1.91 \times 10^{-3}\% < 0.112\%$$

3.4.3 Enlace Babahoyo - El Paylón.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 48.7 \text{ Km} < 280 \text{ Km}$$

$$BER = 10^{-3} \quad p_o^* \leq 0.0056\%$$

$$BER = 10^{-7} \quad p_o^* \leq 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

$$\text{Intensidad pluviométrica (0.01\%): } p = 145 \text{ mm/h}$$

Coeficiente de regresión: $m_H = 0.00065$

$$a_H = 1.121$$

Razón de atenuación por distancia: Y_p

$$Y_p = m_p^a$$

$$Y_p = (0.00065) (145)^{1.121}$$

$$Y_p = 0.1721 \text{ dB/Km}$$

distancia equivalente: de

$$de = \frac{90 d}{90 + 4 d}$$

$$de = \frac{(90) (48.7)}{90 + 4(48.7)} = 15.3897 \text{ Km}$$

atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_p 0.01$

$$L_p 0.01 = Y_p \cdot de$$

$$L_p 0.01 = (0.1271) (15.3897) = 2.6487 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo:

$$L_p 0.0056$$

$$L_p p = (0.12) L_p 0.01 p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_p 0.0056 = (0.12) (2.6487) (0.0056)^{(0.546+0.043 \log 0.0056)}$$

$$L_p 0.0056 = 3.2634 \text{ dB}$$

$$L_p 0.0056 < FM_{10^{-7}} < FM_{10^{-3}}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

a partir de la tabla XIII: B = 1

C = 3

rugosidad $S_1 = 40 \text{ mt}$

para clima cálido y húmedo

$$P_M KQ = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$P_M KQ = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{(40)^{1.3}} = 3.39 \times 10^{-7}$$

tiempo de falla: p_0

$$P_0 = P_M KQ f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$P_0 = (3.39 \times 10^{-7}) (3.9) (48.7)^3 (10)^{-3.987}$$

$$P_0 = 1.57 \times 10^{-5} = 1.57 \times 10^{-3}\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$P_0 = (3.39 \times 10^{-7}) (3.9) (48.7)^3 (10)^{-3.437}$$

$$P_0 = 5.58 \times 10^{-5} = 5.58 \times 10^{-3}\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

Configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia : $\Delta f = 80$ MHz

Espaciamiento efectivo : $\Delta f_{eq} = 64$ MHz

Factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{f_{eq}}{f^2} \cdot 10^{FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{48.7} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.987} = 67.08$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{48.7} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.437} = 18.91$$

tiempo de falla con diversidad: $p_0(d)$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_0(d) = \frac{p_0}{I_{FD}} = \frac{1.57 \times 10^{-3}\%}{67.08}$$

$$p_0(d) = 2.35 \times 10^{-5}\% < 0.0056\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_o(d) = \frac{p_o}{I_{FD}} = \frac{5.58 \times 10^{-3}\%}{18.91}$$

$$p_o(d) = 2.95 \times 10^{-4}\% < 0.112\%$$

3.4.4 Enlace El Paylón - Quevedo.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 41.8 \text{ Km} \leq 280 \text{ Km}$$

$$\text{BER} = 10^{-3} \rightarrow p_o^* \leq 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7} \rightarrow p_o^* \leq 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

Intensidad pluviométrica (0.01%): $\rho = 145 \text{ mm/h}$

Coefficientes de regresión: $m_v = 0.000591$

$$a_v = 1.075$$

razón de atenuación por distancia: Y_p

$$Y_p = m_p^a$$

$$Y_p = (0.000591) (145)^{1.075}$$

$$Y_p = 0.1245 \text{ dB/Km}$$

distancia equivalente: de

$$de = \frac{90 d}{90 + 4d}$$

$$de = \frac{(90) (41.8)}{90 + 4 (41.8)} = 14.6267 \text{ Km}$$

atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_p 0.01$

$$L_p 0.01 = Y_p \cdot de$$

$$L_p 0.01 = (0.1245) (14.6267) = 1.8206 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo: $L_p 0.0056$

$$L_p p = (0.12) L_p 0.01 p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_p 0.0056 = (0.12) (1.8206) (0.0056)^{-(0.546 + 0.43 \log 0.0056)}$$

$$L_p 0.0056 = 2.2430 \text{ dB}$$

$$L_p 0.0056 < FM_{10^{-7}} < FM_{10^{-3}}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

A partir de la Tabla XIII: $B = 1$

$C = 3$

rugosidad: $S_1 = 30 \text{ mt}$

para clima cálido y húmedo

$$P_M \text{ KQ} = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$P_M \text{ KQ} = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{(30)^{1.3}} = 4.93 \times 10^{-7}$$

tiempo de falla : p_o

$$P_o = P_M \text{ KQ} f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$P_o = (4.93 \times 10^{-7}) (3.9) (41.8)^3 (10)^{-3.992}$$

$$P_o = 1.43 \times 10^{-5} = 1.43 \times 10^{-3}\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$P_0 = (4.93 \times 10^{-7}) (3.9) (41.8)^3 (10)^{-3.442}$$

$$P_0 = 5.07 \times 10^{-5} = 5.07 \times 10^{-3}\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

Configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia: $\Delta f = 80 \text{ MHz}$

Espaciamiento efectivo: $\Delta f_{\text{eq}} = 64 \text{ MHz}$

Factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{\text{FD}} = \frac{80}{d} \cdot \frac{\Delta f_{\text{eq}}}{f^2} \cdot 10^{\text{FM}/10}$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$I_{\text{FD}} = \frac{80}{41.8} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.992} = 79.06$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{41.8} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.442} = 22.28$$

tiempo de falla con diversidad: $p_0(d)$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_0(d) = \frac{p_0}{I_{FD}} = \frac{1.43 \times 10^{-3}\%}{79.06}$$

$$p_0(d) = 1.81 \times 10^{-5}\% < 0.0056\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_0(d) = \frac{p_0}{I_{FD}} = \frac{5.07 \times 10^{-3}\%}{22.28}$$

$$p_0(d) = 2.28 \times 10^{-4}\% < 0.112\%$$

3.4.5 Enlace Quevedo - Patricia Pilar.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 50.2 \text{ Km} < 280 \text{ Km}$$

$$BER = 10^{-3} \rightarrow p_0^* \leq 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_0^* \leq 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

Intensidad pluviométrica (0.01%): $p = 145 \text{ mm/h}$

Coefficientes de regresión: $m_H = 0.00065$

$$a_H = 1.121$$

razón de atenuación por distancia: Y_p

$$Y_p = m_p^a$$

$$Y_p = (0.00065) (145)^{1.121}$$

$$Y_p = 0.1721 \text{ dB/Km}$$

distancia equivalente: d_e

$$d_e = \frac{90 d}{90 + 4d}$$

$$d_e = \frac{(90) (50.2)}{90 + 4 (50.2)} = 15.5365 \text{ Km}$$

Atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_{p,0.01}$

$$L_{p0.01} = Y_p \text{ de}$$

$$L_{p0.01} = (0.1721) (15.5365) = 2.674 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo: $L_{p0.0056}$

$$L_{pp} = (0.12) L_{p0.01} p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_{p0.0056} = (0.12) (2.674) (0.0056)^{-(0.546+0.043\log 0.0056)}$$

$$L_{p0.0056} = 3.2945 \text{ dB}$$

$$L_{p0.0056} < FM_{10^{-7}} < FM_{10^{-3}}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

A partir de la Tabla XIII: $B = 1$

$C = 3$

rugosidad: $S_1 = 35 \text{ mt}$

para clima cálido y húmedo:

$$P_M KQ = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$P_{M KQ} = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{(35)^{1.3}} = 4.03 \times 10^{-7}$$

tiempo de falla: P_o

$$P_o = P_{M KQ} f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$P_o = (4.03 \times 10^{-7}) (3.9) (50.2)^3 (10)^{-3.866}$$

$$P_o = 2.71 \times 10^{-5} = 2.71 \times 10^{-3}\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$P_o = (4.03 \times 10^{-7}) (3.9) (50.2)^3 (10)^{-3.316}$$

$$P_o = 9.61 \times 10^{-5} = 9.61 \times 10^{-3}\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

Configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia: $\Delta f = 80$ MHz

Espaciamiento efectivo: $f_{eq} = 64 \text{ MHz}$

Factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{f_{eq}}{f^2} \cdot 10^{FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{50.2} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.866} = 49.25$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{50.2} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.316} = 13.88$$

tiempo de falla con diversidad: $p_0(d)$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_0(d) = \frac{p_0}{I_{FD}} = \frac{2.71 \times 10^{-3}}{49.25}$$

$$p_0(d) = 5.5 \times 10^{-5} \% < 0.0056\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_o(d) = \frac{p_o}{I_{FD}} = \frac{9.61 \times 10^{-3}\%}{13.88}$$

$$p_o(d) = 6.92 \times 10^{-4}\% < 0.112\%$$

3.4.6 Enlace Patricia Pilar - Bombolí.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 41.4 \text{ Km} < 280 \text{ Km}$$

$$\text{BER} = 10^{-3} \rightarrow p_o^* \leq 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7} \rightarrow p_o^* \leq 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

Intensidad pluviométrica (0.01%): $\rho = 145 \text{ mm/h}$

Coefficientes de regresión: $m_v = 0.000591$

$$a_v = 1.075$$

razón de atenuación por distancia: Y_ρ

$$Y_\rho = m_\rho^a$$

$$Y_p = (0.000591) (145)^{1.075}$$

$$Y_p = 0.1245 \text{ dB/Km}$$

distancia equivalente: de

$$de = \frac{90 d}{90 + 4d}$$

$$de = \frac{(90) (41.4)}{90 + 4(41.4)} = 14.5775 \text{ Km}$$

atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_p 0.01$

$$L_p 0.01 = Y_p \cdot de$$

$$L_p 0.01 = (0.1245) (14.5775) = 1.8144 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo: $L_p 0.0056$

$$L_p p = (0.12) L_p 0.01 p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_p 0.0056 = (0.12) (1.8144) (0.0056)^{-(0.546 + 0.043 \log 0.0056)}$$

$$L_p 0.0056 = 2.2355 \text{ dB}$$

$$L_p 0.0056 <_{10^{-7}}^{FM} <_{10^{-3}}^{FM}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

A partir de la Tabla XIII: $B = 1$

$C = 3$

rugosidad: $S_1 = 42 \text{ mt.}$

para clima cálido y húmedo

$$p_M KQ = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$p_M KQ = \frac{4.1 \times 10^{-5}}{(42)^{1.3}} = 3.18 \times 10^{-7}$$

tiempo de falla: p_0

$$p_0 = p_M KQ f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$p_0 = (3.18 \times 10^{-7}) (3.9) (41.4)^3 (10)^{-4.067}$$

$$p_0 = 7.54 \times 10^{-6} = 7.54 \times 10^{-4.2}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_o = (3.18 \times 10^7) (3.9) (41.4)^3 (10)^{-3.517}$$

$$p_o = 2.68 \times 10^{-5} = 2.68 \times 10^{-3}\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

Configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia: $\Delta f = 80$ MHz

Espaciamiento efectivo: $\Delta f_{eq} = 64$ MHz

Factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{\Delta f_{eq}}{f^2} \cdot 10^{FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{41.4} = \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{4.067} = 94.87$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{41.4} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.517} = 26.74$$

tiempo de falla con diversidad: $p.(d)$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$p_o(d) = \frac{P_o}{I_{FD}} = \frac{7.54 \times 10^{-4}\%}{94.87}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_o(d) = \frac{P_o}{I_{FD}} = \frac{2.68 \times 10^{-3}\%}{26.74}$$

$$p_o(d) = 1 \times 10^{-4}\% < 0.112\%$$

3.4.7 Enlace Bombolí-Atacazo.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 65.5 \text{ Km} < 280 \text{ Km}$$

$$\text{BER} = 10^{-3} \rightarrow p_o^* \leq 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7} \rightarrow p_o^* \leq 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

Intensidad pluviométrica (0.01%): $p = 145 \text{ mm/h}$

Coefficiente de regresión: $m_H = 0.00065$

$$a_H = 1.121$$

razón de atenuación por distancia: Y

$$Y_p = m_p^a$$

$$Y_p = (0.00065) (145)^{1.121}$$

$$Y_p = 0.1721 \text{ dB/Km}$$

distancia equivalente: d_e

$$d_e = \frac{90 d}{90 + 4d}$$

$$d_e = \frac{(90) (65.5)}{90 + 4(65.5)} = 16.7472 \text{ Km}$$

atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_{p0.01}$

$$L_{p0.01} = Y_p \cdot d_e$$

$$L_{p0.01} = (0.1721) (16.7472) = 2.8824 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo:

$$L_p 0.0056$$

$$L_{p,p} = (0.12) L_{p,0.01} p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_p 0.0056 = (0.12) (2.8824) (0.0056)^{-(0.546+0.043 \log 0.0056)}$$

$$L_p 0.0056 = 3.5512 \text{ dB}$$

$$L_p 0.0056 < FM_{10^{-7}} < FM_{10^{-3}}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

a partir de la Tabla XIII: $B = 1$

$C = 3$

rugosidad: $S_1 = 42 \text{ mt}$

para clima continental templado

$$P_M KQ = \frac{2.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$P_M KQ = \frac{2.1 \times 10^{-5}}{(42)^{1.3}} = 1.63 \times 10^{-7}$$

tiempo de falla: p_o

$$p_o = p_M K_Q f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_o = (1.63 \times 10^{-7}) (3.9) (65.5)^3 (10)^{-4.03}$$

$$p_o = 1.67 \times 10^{-5} = 1.67 \times 10^{-3}\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_o = (1.63 \times 10^{-7}) (3.9) (65.5)^3 (10)^{-3.48}$$

$$p_o = 5.91 \times 10^{-5} = 5.91 \times 10^{-3}\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia: $\Delta f = 80$ MHz

Espaciamiento efectivo: $\Delta f_{eq} = 64$ MHz

factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{\Delta f_{eq}}{f^2} \cdot 10^{FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{65.5} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{4.03} = 55.07$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{65.5} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.48} = 15.52$$

tiempo de falla con diversidad: $p_o(d)$

$$BER = 10^{-3}$$

$$p_o(d) = \frac{p_o}{I_{FD}} = \frac{1.67 \times 10^{-3}\%}{55.07}$$

$$p_o(d) = 3.03 \times 10^{-5} < 0.0056\%$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$p_o(d) = \frac{p_o}{I_{FD}} = \frac{5.91 \times 10^{-3}\%}{15.52}$$

$$p_0(d) = 3.81 \times 10^{-4} \% < 0.112\%$$

3.4.8 Enlace Atacazo - Quito.-

Máximo tiempo de falla.-

$$d = 15.04 \text{ Km} < 280 \text{ Km}$$

$$\text{BER} = 10^{-3} \rightarrow p_0^* \leq 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7} \rightarrow p_0^* \leq 0.112\%$$

Desvanecimiento por lluvia.-

Intenidad pluviométrica (0.01%): $p = 95$

Coefficientes de regresión: $m_v = 0.000591$

$$a_v = 1.075$$

razón de atenuación por distancia Y_p

$$Y_p = m^p a$$

$$Y_p = (0.000591) (95)^{1.075}$$

$$Y_p = 0.079 \text{ dB/Km}$$

distancia equivalente: de

$$de = \frac{90 d}{90 + 4d}$$

$$de = \frac{90 (15.04)}{90 + 4(15.04)} = 9.0144$$

atenuación para el 0.01% del tiempo: $L_{p0.01}$

$$L_{p0.001} = Y_p \cdot de$$

$$L_{p0.01} = (0.079) (9.0144) = 0.7122 \text{ dB}$$

atenuación para el 0.0056% del tiempo: $L_{p0.0056}$

$$L_{pp} = (0.12) L_{p0.01} p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

$$L_{p0.0056} = (0.12) (0.7122) (0.0056)^{-(0.546+0.043 \log 0.0056)}$$

$$L_{p0.0056} = 0.8774 \text{ dB}$$

$$L_{p0.0056} < \overset{FM}{10^{-7}} < \overset{FM}{10^{-3}}$$

Cálculo del tiempo de falla.-

a partir de la Tabla XIII: B = 1

C = 3

rugosidad: $S_1 = 42 \text{ mt}$

para clima continental templado

$$P_M^{KQ} = \frac{2.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$$

$$P_M^{KQ} = \frac{2.1 \times 10^{-5}}{(42)^{1.3}} = 1.63 \times 10^{-7}$$

tiempo de falla: p_o

$$p_o = P_M K Q f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$p_o = (1.63 \times 10^{-7}) (3.9) (15.04)^3 (10)^{-4.479}$$

$$p_o = 7.17 \times 10^{-8} = 7.17 \times 10^{-6}\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_o = (1.63 \times 10^{-7}) (3.9) (15.04)^3 (10)^{-3.929}$$

$$p_o = 2.55 \times 10^{-7} = 2.55 \times 10^{-5}\%$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

Configuración 2 + 1

Espaciamiento en frecuencia: $\Delta f = 80$ MHz

Espaciamiento efectivo: $\Delta f_{eq} = 64$ MHz

Factor de mejoramiento: I_{FD}

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{\Delta f_{eq}}{f^2} \cdot 10^{FM/10}$$

$$BER = 10^{-3}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{15.04} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{4.479} = 674.36$$

$$BER = 10^{-7}$$

$$I_{FD} = \frac{80}{d} \cdot \frac{0.064}{(3.9)^2} \cdot 10^{3.929} = 190.06$$

tiempo de falla con diversidad: p.(d)

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$p_0(d) = \frac{p_0}{I_{FD}} = \frac{7.17 \times 10^{-6}\%}{674.36}$$

$$p_0(d) = 1.06 \times 10^{-8}\% < 0.0056\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_0(d) = \frac{p_0}{I_{FD}} = \frac{2.55 \times 10^{-5}\%}{190.06}$$

$$p_0(d) = 1.34 \times 10^{-7}\% < 0.112\%$$

3.4.9 Red Guayaquil-Quito.-

Máximo tiempo de falla.-

$$\Sigma d = 57.25 + 48.7 + 41.87 + 50.2 + 41.4 + 65.5 \\ + 15.04$$

$$\Sigma d = 319.89 \text{ Km} > 280 \text{ Km}$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$\Sigma p_0^* \leq \frac{319.89}{2500} 0.05\% = 6.4 \times 10^{-3}\%$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$p_0^* \frac{319.89}{2500} 1\% = 0.128\%$$

Cálculo del tiempo de falla.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$\begin{array}{r} 1.09 \times 10^{-2} \\ 1.57 \times 10^{-3} \\ 1.43 \times 10^{-3} \\ + 2.71 \times 10^{-3} \\ 7.54 \times 10^{-4} \\ 1.67 \times 10^{-3} \\ 7.17 \times 10^{-6} \\ \hline \Sigma p_0 = 1.90 \times 10^{-2} \% \end{array}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$\begin{array}{r} 3.86 \times 10^{-2} \\ 5.58 \times 10^{-2} \\ 5.07 \times 10^{-3} \\ + 9.61 \times 10^{-3} \\ 2.68 \times 10^{-3} \\ 5.91 \times 10^{-3} \\ 2.55 \times 10^{-5} \\ \hline \Sigma p_0 = 6.75 \times 10^{-2} \% \end{array}$$

Mejora por diversidad de frecuencia.-

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$\begin{array}{r} 1.51 \times 10^{-4} \\ 2.35 \times 10^{-5} \\ 1.81 \times 10^{-5} \\ + 5.5 \times 10^{-5} \\ 7.95 \times 10^{-6} \\ 3.03 \times 10^{-5} \\ 1.06 \times 10^{-8} \\ \hline \Sigma p_0(d) = 2.86 \times 10^{-4} \% < 6.4 \times 10^{-3} \% \end{array}$$

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$\begin{array}{r} 1.91 \times 10^{-3} \\ 2.95 \times 10^{-4} \\ 2.28 \times 10^{-4} \\ + 6.92 \times 10^{-4} \\ 1. \times 10^{-4} \\ 3.81 \times 10^{-4} \\ 1.34 \times 10^{-7} \\ \hline \Sigma p_0(d) = 3.61 \times 10^{-3} \% < 1.28 \times 10^{-1} \% \end{array}$$

confiabilidad total de la red: r

$$r = 100 - \Sigma p_0(d)$$

$$\text{BER} = 10^{-3}$$

$$r = 100 - 2.86 \times 10^{-4} \%$$

$$r = 99.9997\%$$

1'30" de tiempo fuera de servicio al año.

$$\text{BER} = 10^{-7}$$

$$r = 100 - 3.61 \times 10^{-3} \%$$

$$r = 99.9964\%$$

18'57" bajo el límite de alta calidad al año.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Una vez terminado el presente trabajo y llevados a cabo los objetivos que dieron lugar a su realización, en concordancia con el planteamiento teórico y los resultados numéricos obtenidos, podemos expresar las siguientes conclusiones y recomendaciones:

- La ruta escogida para la red Guayaquil-Quito es óptima. Para hacer esta afirmación nos basamos en que integra a las ciudades de Babahoyo, Quevedo y Santo Domingo de los Colorados, aprovechando la infraestructura existente en cada una de ellas. Además se realiza con un número mínimo de saltos y utiliza puntos de apoyo sumamente favorables.
- No existen problemas de reflexión a lo largo de toda la ruta, gracias a la adecuada elección de las alturas de las antenas y condiciones del terreno correspondiente. El empleo de antenas con pequeños ángulos de media potencia contribuye también en este propósito.
- La influencia de las interferencias tanto internas como

externas es totalmente despreciable, al punto de no necesitar ser tomadas en cuenta en el cálculo de confiabilidad. Esto se debe a la estructura del plan de frecuencias, así como a las características de las antenas y la ubicación de los puntos de repetición.

- La red puede implementarse sin problemas con equipos de telecomunicaciones disponibles en el mercado que mantengan los estándares y jerarquías recomendados por la UIT.
- A pesar de la intensa precipitación lluviosa que alcanza la zona de la costa interior ecuatoriana, los desvanecimientos causados por ésta en los enlaces planteados a 4GHz, son tan pequeños que no significan ningún problema, aun para los tramos en que se aplica polarización horizontal.
- Cada uno de los enlaces independientemente y la red completa cumplen sobradamente con los requerimientos del CCIR en cuanto a límite del tiempo de falla. El sistema total alcanza una confiabilidad de 99.9997% para un $BER = 10^{-3}$ y 99.9964 para un $BER = 10^{-7}$.
- No se ha realizado estudio sobre falla por indisponibilidad de equipos pero dados los valores que a este res-

pecto se logran en la práctica y la alta confiabilidad de los enlaces, no alterarán el cumplimiento de los mismos a las recomendaciones del CCIR.

- Se recomienda el uso de ecualizadores autoadaptivos que corrijan las posibles interferencias entre símbolos causados por desvanecimientos selectivos en frecuencia. Recordemos que la red diseñada es de banda ancha y gran capacidad.
- Si en el futuro IETEL se viese forzado a trasladar canales de protección hacia servicio, para satisfacer la demanda, hasta llegar a una red de 1920 canales 3+0, se recomienda la instalación de sistemas de diversidad de espacio para así seguir cumpliendo con los requisitos de confiabilidad estipulados internacionalmente.

B I B L I O G R A F I A

1. ANDREW CORPORATION, Antenna Systems, Catalog 31, International edition, USA, 1981, 204 p.
2. ANONIMO, Outage time improvement due to diversity configuration.
3. ARRL, The ARRL Antenna Book, American Radio Relay League, 1976.
4. BELLAMY, John, Digital Telephony, 2ª edición, John Wiley & Sons, Inc, 1982, Folleto 151 p.
5. CARLO, Pedro, Charlas sobre comunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica, ESPOL, 1986.
6. CARLSON, A. BRUCE. Sistemas de comunicación, Mc. Graw-Hill, México, 1980.
7. CCIR, Propagation Data Required for Line of Sight Radio Relay Systems, Ginebra, Rep. 338.4, 1982.
8. CCIR, Frequency Channel Arrangements based on a homogeneous pattern for digital Radio-Relay Systems

with a capacity of the order of/40Mbits/s, operating in the 46Hz band, Ginebra, Rec. 383-2.

9. CCITT, CCIR, Propagation, The International Telecommunication Union, 1971, 145p.
10. CHIPMAN, Robert A., Líneas de Transmisión, 1ª edición Mc.Graw-Hill, México, 1971, 257p.
11. FEHER, Kamilo, Digital Communications: Microwave Applications, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 269p.
12. FREEMAN, Roger L., Telecommunication Transmission Handbook, 2ª edición, John Wiley & Son, Inc., 1981, 706p.
13. GTE Telecomunicazioni S.p.A., Rain Attenuation/Unavailability Calculation in Digital MW Radio Systems, Milano, 1986, 7p.
14. GTE Telecomunicazioni S.p.A., Interference Evaluation digital MW Radio Systems, Milano, 1986.
15. GTE Telecomunicazioni S.p.A., BER Measurement Methods in Digital Transmission, Milano, 1983.
16. GTE Telecomunicazioni S.p.A., Performance Evaluation in Digital MW Systems, Milano, 1986.

17. JAPAN INTERNATIONAL COOPERATION AGENCY, Transmisión Digital por Microondas.
18. LENKURT, Microwave Communications
19. SALMERON, María José, Radiación, Propagación y Antenas para onda larga, onda corta y microondas, Editorial Trellas S.A. de C.V., 1981, 215 p.
20. SCHWARTZ, Mischa, Transmission de Información, Modulación y Ruido, 3era. edición, McGraw-Hill, México, 1986.
21. ZIEMER, Rodger E., y RYAN, Carl, Overview of Bandwidth, Efficient Modulation Techniques, Motorola Inc.
22. ZIEMER, Rodger E., y TRANTER, Principles of Communications: Systems, Modulation and Noise, Houghton Mifflin Company, 1976, 513o.