

12
2er



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**Escuela Nacional de Estudios Profesionales
ARAGON**

**"ANÁLISIS DE CANALES DE TRANSMISIÓN
PARA SISTEMAS DIGITALES"**

TESIS PROFESIONAL

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A

ARTURO GARCIA ESCOTO

San Juan de Aragón Edo. de México

1988.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

	PAG.
INTRODUCCION	
CAPITULO 1. PROBABILIDAD.	
1.1 Variable aleatoria.	2
1.2 Variable aleatoria discreta.	2
1.3 Variable aleatoria continua.	3
1.4 Función de densidad de probabilidad de una variable aleatoria discreta.	4
1.5 Función de distribución acumulativa $F_x(x)$ para una variable aleatoria discreta.	6
1.6 Función de densidad de probabilidad de una variable aleatoria continua.	8
1.7 Función de distribución acumulativa $F_x(x)$ para una variable aleatoria continua.	9
1.8 Distribución conjunta.	10
1.9 Momentos.	13
1.10 Funciones de distribución.	19
1.10.1 Función de distribución uniforme.	19
1.10.2 Función de distribución binomial.	22
1.10.3 Función de distribución normal.	25

CAPITULO 2. CONSIDERACIONES TEORICAS DE LAS SEÑALES DIGITALES.

2.1 Señales digitales.	30
2.2 Fuentes.	32
2.3 Características para transmisión.	33
2.4 Teorema del muestreo.	36
2.5 Cuantización.	44
2.5.1 Error de cuantización.	47
2.6 Modulación.	61
2.7 Esquemas de modulación multinivel.	62
2.7.1 ASK coherente	68
2.7.2 ASK no coherente.	69
2.7.3 FSK coherente.	70
2.7.4 FSK no coherente.	71
2.7.5 PSK coherente.	72
2.7.6 PSK no coherente.	73
2.8 Comparación de sistemas de modulación digital.	74
2.9 Complejidad de equipo.	75
2.10 Multiplexaje por división de tiempo.	76
2.11 Probabilidad de error (P_e).	83
2.12 Criterio de Shannon.	90
2.13 Codificación.	93
2.13.1 Codigos de bloque.	97
2.13.2 Codigos de árbol.	97
2.14 Velocidades binarias de la jerarquía digital.	106

CAPITULO 3. LINEAS DE TRANSMISION.

3.1	Parámetros primarios de una línea de transmisión.	113
3.1.1	Resistencia.	114
3.1.2	Capacitancia.	115
3.1.3	Inductancia.	115
3.1.4	Conductancia.	118
3.2	Circuito equivalente.	118
3.3	Ecuaciones de línea de voltaje (v) y corriente (I) en forma diferencial para excitación senoidal.	119
3.4	Constante de propagación para una línea uniforme.	126
3.4.1	Constante de fase (β)	127
3.4.2	Constante de atenuación (α).	128
3.5	Constante de propagación para una línea con pequeñas pérdidas en serie y en paralelo ($R \neq 0$, $G \neq 0$).	129
3.6	Impedancia característica (Z_0).	130
3.7	Puntos de discontinuidad.	132
3.8	Líneas de transmisión sometidas a distintas condiciones de carga.	135
3.9	Coefficiente de reflexión.	144
3.10	Relación de onda estacionaria (SWR).	145
3.11	Impedancia de entrada (Z_{in}).	148
3.12	Velocidad de propagación.	151
3.12.1	Velocidad de fase.	152
3.12.2	Velocidad de grupo.	154
3.13	Pérdida de inserción.	169
3.14	Pérdida de retorno.	171

3.15	Tipos de líneas de transmisión.	172
3.16	Líneas coaxiales.	172
3.16.1	Coefficientes de circuito distribuido.	173
3.17	Línea bifilar.	178
3.17.1	Coefficientes de circuito distribuido.	179
3.18	Respuesta de una línea a una función escalón.	186
3.19	Fibras ópticas.	193
3.20	Conceptos básicos de las fibras ópticas.	193
3.21	Estructura física de una fibra óptica.	198
3.22	Tipos de fibras ópticas.	200
3.23	Propagación.	200
3.24	Rayos meridionales.	203
3.25	Coefficientes de reflexión.	205
3.26	Apertura numérica.	207
3.27	Rayos oblicuos.	208
3.28	Propagación en una fibra óptica de índice gradual.	211
3.29	Degradación de la señal en fibras ópticas.	213
3.29.1	Dispersión.	213
3.29.2	Dispersión modal.	213
3.29.3	Dispersión material.	214
3.29.4	Dispersión guiada.	214
3.29.5	Atenuación.	214
3.29.6	Absorción intrínseca.	217
3.29.7	Absorción extrínseca.	218
3.29.8	Dispersión intrínseca.	219
3.29.9	Dispersión por inhomogeneidades en el vidrio.	220
3.29.10	Dispersión por radiación.	220

3.30 Ventajas en el uso de fibras ópticas.	224
3.32 Desventajas en el uso de fibras ópticas.	225
3.33 Aplicaciones de las fibras ópticas en comunicaciones.	225

CAPITULO 4. NORMAS.

4.1 Recomendación H. 51.- Niveles de potencia para la transmisión de datos por circuitos telefónicos.	226
4.2 Recomendación V.51.- Normalización de las velocidades binarias para transmisiones síncronas de datos por la red telefónica conmutada.	230
4.3 Recomendación V.6.- Normalización de las velocidades binarias para transmisiones síncronas de datos por líneas privadas de tipo telefónico.	231
4.4 Recomendación G. 612.- Características de los cables de pares simétricos concebidos para la transmisión de señales digitales de velocidad binaria del orden de 6 a 34 Mbit/seg.	232
4.5 Recomendación G. 621.- Características de los cables de pares coaxiales 0.7/2.9 mm.	239
4.6 Recomendación G. 622.- Características de los cables de pares coaxiales de 1.2/4.4 mm.	243
4.7 Recomendación G. 623.- Características de los cables de pares coaxiales de 2.6/9.5 mm.	248

CAPITULO 5. RUIDO.

5.1 Distorsión de atenuación.	257
5.2 Distorsión por retardo de grupo.	259
5.3 Golpes de fase y ganancia.	260
5.4 Fluctuaciones de fase.	262
5.5 Ruido térmico.	269

5.6 Ruido impulsivo.	274
5.7 Distorsión no lineal.	275
5.8 Distorsión armónica.	280

CAPITULO 6. MEDICIONES.

6.1 Mediciones de impedancia.	282
6.2 Acoplamientos de impedancia.	288
6.3 Mediciones de atenuación.	298
6.4 Mediciones de retardo de grupo.	302

APENDICE A.

A.1 Resistencia distribuida o inductancia interna distribuida de conductores isotrópicos circulares tanto sólidos como tubulares para todas las frecuencias a las cuales esos conductores se usan como líneas de transmisión.	306
---	-----

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION

Debido al acelerado desarrollo de la tecnología, surge la necesidad de perfeccionar los sistemas de comunicación con el propósito de satisfacer las exigencias actuales y prever las futuras.

El desarrollo de técnicas, como es el caso del sistema de modulación por impulsos codificados, permite cubrir la demanda de nuevos servicios, ésto a un nivel de eficiencia, costo y calidad razonable.

Se considera un mensaje digital debido a que ésta forma se ha convertido rápidamente en la más usual en la transmisión de información, ya sea porque el mensaje se encuentra directamente en formato digital o porque es necesario convertirlo al formato digital, como es el caso de las comunicaciones telefónicas digitales de habla.

Una condición prioritaria es la modernización paulatina de la red de telecomunicaciones con tecnología digital.

Cabe señalar, que el factor de mayor importancia para llevar a cabo ésto es el económico y es el que determina tales cambios. Por tal motivo, la tendencia actual es aprovechar la red existente, haciendo las modificaciones pertinentes en los canales de comunicación, tales como cables coaxiales y bifilares.

El presente trabajo muestra los conceptos teóricos básicos de las señales digitales así como para líneas bifilares, coaxiales y fibras ópticas. Esto permite comprender las ventajas y limitantes en el uso de tales líneas al utilizar señales digitales.

CAPITULO 1

PROBABILIDAD

CAPITULO 1 PROBABILIDAD

En el análisis de sistemas de comunicación, frecuentemente se encuentran señales aleatorias, es decir, señales cuyo comportamiento no se puede predecir exactamente.

Las señales procedentes de una fuente de información son por naturaleza aleatorias, por lo que, si las señales a transmitir son conocidas por el receptor se pierde el sentido de transmitir el mensaje.

Así, toda la información portada por funciones en forma de cantidades que fluctúan tales como voltajes y corrientes se caracterizan por el hecho de que no es posible una predicción de ellas. Similarmente, el ruido térmico tiene un comportamiento aleatorio.

Tales señales aleatorias no pueden ser expresadas como funciones explícitas del tiempo. No obstante, cuando se examinan sobre un período de tiempo grande, una señal aleatoria puede exhibir ciertas regularidades que pueden ser descritas en términos de probabilidades y promedios estadísticos. A pesar de que se carece de una descripción exacta, es posible modelar dichas señales.

La serie de elementos que consisten en un conjunto de eventos distintos de un experimento se denomina espacio muestral del experimento.

1.1 VARIABLE ALEATORIA. Una variable aleatoria real x es una función real valuada en un punto $x(u)$ definida sobre el espacio muestral S de un experimento aleatorio, donde u es un elemento arbitrario de el espacio muestral S .

1.2 VARIABLE ALEATORIA DISCRETA.

Si un espacio muestral contiene una cantidad finita de probabilidades o una secuencia interminable con tantos elementos como el total de números enteros, se llama espacio muestral discreto y la variable aleatoria definida sobre tal espacio se denomina variable aleatoria discreta.

Se asigna un número real a cada resultado o punto muestra. Si hay n resultados, se asignarán x_1, x_2, \dots, x_n números a los mismos, es decir, una variable aleatoria asigna valores numéricos (números reales) a cada punto muestra.

Una variable aleatoria discreta toma cada uno de sus valores con cierta probabilidad. Se denota por $P_x(x_i)$ la probabilidad de el resultado de un evento al cual se asigna el número x_i . En ésta notación $P_x(x_i)$ el subíndice se refiere a la variable aleatoria x y el argumento es el valor particular de la variable aleatoria.

Si hay un total de N resultados mutuamente excluyentes de el experimento, la suma de las probabilidades es igual al evento seguro, esto es,

$$\sum_{i=1}^n P_x(x_i) = 1 \quad (1.1)$$

La probabilidad $P(X \leq x)$ es un número que depende de x , esto es, es función de x . Esta función se denota por $F_x(x)$ y se le llama función de distribución o distribución de la variable aleatoria X .

Se emplea una letra mayúscula X para representar una variable aleatoria y su minúscula correspondiente para uno de sus valores.

1.3 VARIABLE ALEATORIA CONTINUA.

Cuando el espacio muestral contiene un número de puntos muestra infinito no numerable y no puede ser representado por una serie infinita numerable (serie de números discretos) se dice que es un espacio muestral continuo y la variable aleatoria definida sobre este espacio muestra es continua.

Una variable aleatoria continua X puede tomar valores en un cierto rango continuo (x_1, x_2) . Para el caso más general, el rango es $(-\infty, +\infty)$. Se denota a $F_x(x)$ como la probabilidad de que la variable aleatoria X tome un valor comprendido entre el rango $(-\infty, x)$ ó $x \leq X$.

La probabilidad de que una variable aleatoria continua X tome exactamente uno de sus valores es cero.

Todas las probabilidades de una variable aleatoria X se representan por una fórmula que necesariamente debe ser una función de los valores numéricos de x los cuales se indican por $f(x)$, $g(x)$, $p(x)$, etc.

1.4 FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DE UNA VARIABLE ALEATORIA DISCRETA.

La función $f(x)$ es una función de probabilidad o una distribución de probabilidad de la variable aleatoria discreta X si para cada resultado posible satisface las siguientes propiedades:

- a) $f_x(x)$ siempre debe ser una función positiva,

$$f_x(x) \geq 0 \quad (1.2)$$

- b) la suma de las probabilidades de una variable aleatoria discreta X es 1,

$$\sum_x f(x) = 1 \quad (1.3)$$

- c) la probabilidad de que X tome un valor en un punto muestra determinado está dada por,

$$P(X = x) = f(x) \quad (1.4)$$

La probabilidad $P(X \leq x)$ es un número que depende de x . Esta función se denota por $F_x(x)$ y se denomina función de distribución o distribución de la variable aleatoria X .

Frecuentemente, es útil representar la distribución de probabilidad en forma gráfica. Considerese por ejemplo, la distribución de probabilidad del número de caras cuando se lanza una moneda 4 veces. Existen 2^4 puntos en el espacio muestral y x caras pueden ocurrir en $\binom{4}{x}$ formas, donde

x puede ser 0, 1, 2, 3 ó 4. Así, la distribución de probabilidad $f(x) = P(X = x)$ es,

$$f(x) = \frac{\binom{4}{x}}{16}, \quad x = 0, 1, 2, 3, 4.$$

Cálculos directos de la distribución de probabilidad dan: $f(0) = 1/16$, $f(1) = 1/4$, $f(2) = 3/8$, $f(3) = 1/4$ y $f(4) = 1/16$, representando la distribución de probabilidad en forma gráfica:

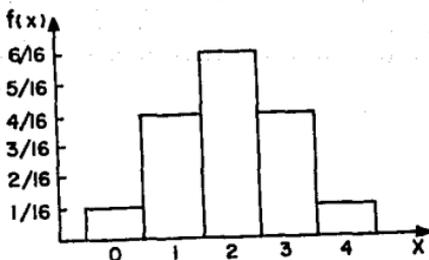


Fig. (1.1) Histograma de probabilidad.

En lugar de trazar los puntos $(x, f(x))$ se acostumbra construir rectángulos siendo estos con bases de igual anchura, centrados sobre cada valor de x y alturas correspondientes a la probabilidad dada por $f(x)$.

1.5 FUNCION DE DISTRIBUCION ACUMULATIVA $F_x(x)$ PARA UNA VARIABLE ALEATORIA DISCRETA.

La función de distribución acumulativa de la variable aleatoria X es la función $F_x(x) = P(X \leq x)$ definida para cualquier número x desde $-\infty$ a $+\infty$.

Las propiedades de las funciones de distribución son en general,

a) $F(-\infty) = 0, F(+\infty) = 1$ (1.5)

b) Si X es una función no decreciente,

$$F(x_1) \leq F(x_2) \text{ para } x_1 < x_2 \quad (1.6)$$

La distribución acumulativa $F(x)$ de una variable aleatoria discreta X con una distribución de probabilidad $f(x)$ está dada por,

$$F(x) = P(X \leq x) = \sum_{X \leq x} f(x) \quad (1.7)$$

La distribución acumulativa también puede graficarse. En el ejemplo de la sección (1.4), la distribución acumulativa es:

$$F(0) = f(0) = 1/16$$

$$F(1) = f(0) + f(1) = 5/16$$

$$F(2) = f(0) + f(1) + f(2) = 11/16$$

$$F(3) = f(0) + f(1) + f(2) + f(3) = 15/16$$

$$F(4) = f(0) + f(1) + f(2) + f(3) + f(4) = 1$$

donde,

$$F(x) = \begin{cases} 0 & \text{para } x < 0 \\ 1/16 & \text{para } 0 \leq x < 1 \\ 5/16 & \text{para } 1 \leq x < 2 \\ 11/16 & \text{para } 2 \leq x < 3 \\ 15/16 & \text{para } 3 \leq x < 4 \\ 1 & \text{para } x \geq 4 \end{cases}$$

En la figura (1.2) se encuentra graficada la función de distribución acumulativa de este ejemplo.



Fig. (1.2) Función de distribución acumulativa.

1.6 FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DE UNA VARIABLE ALEATORIA CONTINUA.

Una variable aleatoria continua X se caracteriza por una función de densidad de probabilidad $f_x(x)$ la cual tiene las siguientes propiedades:

- a) $f_x(x)$ siempre debe ser una función positiva, es decir,

$$f_x(x) \geq 0 \quad -\infty < x < \infty \quad (1.8)$$

- b) Toda función de densidad de probabilidad debe satisfacer la ecuación (1.9) para que sea válida.

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) dx = 1 \quad (1.9)$$

donde $F(-\infty) = 0$ y $F(\infty) = 1$

- c) La probabilidad de que x tome un valor comprendido en un cierto rango está dada por el área definida por la función de densidad de probabilidad $f_x(x)$ sobre ese intervalo en particular.

El área bajo la curva definida por la función de densidad de probabilidad se normaliza para tener un área unitaria.

$$P\{X \leq x_1\} = F_x(x_1) = \int_{-\infty}^{x_1} f_x(x) dx \quad (1.10)$$

La función $F_x(x)$ se denomina función de distribución de probabilidad o función de distribución acumulativa de x y es una función continua de x cuando X es una variable aleatoria continua.

1.7 FUNCION DE DISTRIBUCION ACUMULATIVA $F_x(x)$ PARA UNA VARIABLE ALEATORIA CONTINUA.

Sea X una variable aleatoria continua con una función de densidad $f_x(x)$, su función de distribución acumulativa $F_x(x)$ está dada por,

$$F_x(x) = \int_{-\infty}^x f_x(x) dx \quad (1.11)$$

La probabilidad de que $x_1 < x \leq x_2$ está dada por,

$$\begin{aligned} \text{probabilidad } (x_1 < x \leq x_2) &= F_x(x_2) - F_x(x_1) \\ &= \int_{-\infty}^{x_2} f_x(x) dx - \int_{-\infty}^{x_1} f_x(x) dx \\ &= \int_{x_1}^{x_2} f_x(x) dx \quad (1.12) \end{aligned}$$

si $x_1 < x_2$ y $F_x(x_2) \geq F_x(x_1)$.

La curva de cualquier distribución de probabilidad continua o función de densidad está construida de tal manera que el área bajo la curva limitada por las ordenadas $X = x_1$ y $X = x_2$ es igual a la probabilidad de que la variable x tome un valor entre $x = x_1$ y $x = x_2$.

En el caso discreto, $f(x)$ es la probabilidad de que $X = x$, pero en el caso continuo $f(x)$ no es la probabilidad de que $(X = x)$. En realidad, dicha probabilidad es cero en el caso continuo.

1.8 DISTRIBUCION CONJUNTA.

Considerese el experimento aleatorio de tirar una flecha a un blanco. El lugar de impacto es un punto aleatorio y puede ser descrito por dos números en un sistema de coordenadas. Se pueden asociar 2 variables aleatorias continuas X y Y sobre este espacio muestral. Supongase que la variable aleatoria X sea la coordenada x y la variable Y la coordenada y de el punto de impacto. De esta forma, cada punto en el espacio muestral puede ser descrito por un par de variables aleatorias (x,y) .

Se define una función de distribución de probabilidad $F_{xy}(x,y)$ como sigue,

$$\text{Probabilidad } (X \leq x, Y \leq y) = F_{xy}(x,y) \quad (1.13)$$

y la función de densidad de probabilidad conjunta $p_{xy}(x,y)$ como:

$$p_{xy}(x,y) = \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} F_{xy}(x,y) \quad (1.14)$$

por la definición de límite de una derivada parcial, se puede expresar la ecuación (1.14) de la siguiente forma,

$$P_{xy}(x,y) = \lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ \Delta y \rightarrow 0}} \frac{1}{\Delta x \Delta y} \left(F_{xy}(x+\Delta x, y+\Delta y) - F_{xy}(x_1, y+\Delta y) - F_{xy}(x+\Delta x, y) + F_{xy}(x_1, y) \right) \quad (1.15)$$

la expresión entre paréntesis es la probabilidad de observar el evento en la región sombreada de la figura (1.3) la cual puede expresarse como,

$$(x \leq X \leq x + \Delta_x, \quad y < Y \leq y + \Delta_y) \quad (1.16)$$

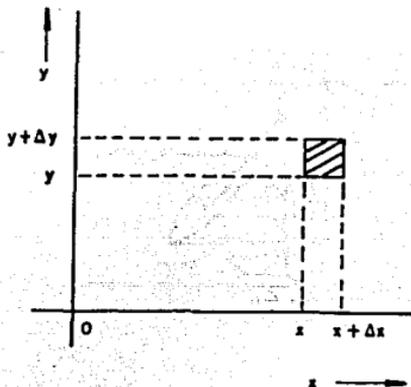


Fig. (1.3)

La ecuación (1.16) es la probabilidad de observar X y Y conjuntamente en los intervalos $(x, x + \Delta_x)$ y $(y, y + \Delta_y)$ respectivamente.

En consecuencia,

$$\lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ \Delta y \rightarrow 0}} p_{xy}(x,y) \Delta x \Delta y = \text{probabilidad}(x < X \leq x + \Delta x, y < Y \leq y + \Delta y) \quad (1.17)$$

La probabilidad de observar a la variable X en el intervalo $(x, x + \Delta x)$ y Y en el intervalo $(y, y + \Delta y)$ conjuntamente está dada por el volumen bajo la función de densidad de probabilidad conjunta $p_{xy}(x,y)$ sobre la región limitada por $(x, x + \Delta x)$ y $(y, y + \Delta y)$ tal como se muestra en la figura (1.4).

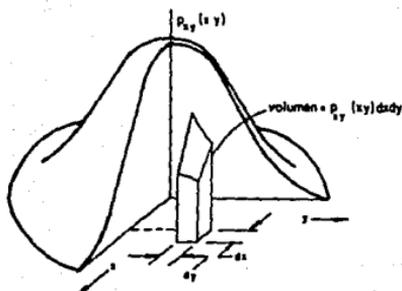


Fig. (1.4)

De la ecuación (1.14) se tiene que,

$$\text{probabilidad}(x_1 < X \leq x_2, y_1 < Y \leq y_2) = \int_{x_1}^{x_2} \int_{y_1}^{y_2} p_{xy}(x,y) dx dy \quad (1.18)$$

El volumen total bajo la función de densidad de probabilidad conjunta debe ser la unidad.

Cuando se está tratando con 2 variables aleatorias X y Y, las densidades de probabilidad individuales $p_x(x)$ y $p_y(y)$ pueden ser obtenidas a partir de la densidad conjunta $p_{xy}(x,y)$. Estas densidades son también llamadas densidades marginales.

Las densidades marginales se obtienen de la densidad conjunta de la siguiente manera

$$p_x(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{xy}(x,y) dy \quad (1.19)$$

$$p_y(y) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{xy}(x,y) dx \quad (1.20)$$

Se dice que las variables aleatorias X y Y son independientes o que son estadísticamente independientes si y solo si,

$$p_{xy}(x,y) = p_x(x)p_y(y) \quad (1.21)$$

para todo (x,y) .

1.9 MOMENTOS.

Las funciones de densidad de probabilidad proporcionan información acerca de la probabilidad de que una variable aleatoria ocupe una determinada porción de su intervalo de variación.

El n-ésimo momento de una variable aleatoria X se define como el valor esperado de la n-ésima potencia de X. De esta manera, el n-ésimo momento está definido como,

$$m_n = E\{X^n\} = \int_{-\infty}^{\infty} x^n p_x(x) dx \quad (1.22)$$

para el caso continuo; para el caso discreto,

$$m_n = \sum_{j=1}^m P_j x_j^n \quad (1.23)$$

donde P_j son las probabilidades individuales y se comportan como parámetros de ponderación.

El valor promedio de X, $E(X)$ es conocido como el primer momento m_1 de X y está dado por:

$$m_1 = E(X) = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx \quad (1.24)$$

para variables continuas; para variables discretas,

$$m_1 = E\{g(x)\} = \sum_{j=1}^n P_j g(x_j) \quad (1.25)$$

donde $g(x_j)$ es una función discreta y P_j son las probabilidades individuales.

El segundo momento de una variable aleatoria es el valor promedio del cuadrado de la variable. Para las variables discretas, el segundo momento esta dado por,

$$m_2 = \sum_{j=1}^n p_j x_j^2 \quad (1.26)$$

y para una variable continua,

$$m_2 = E(x^2) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f(x) dx \quad (1.27)$$

m_1 y m_2 pueden determinarse a partir de la función de densidad de probabilidad $f(x)$.

En general, m_1 es una posible medida de la ubicación del intervalo de los valores más probables de X .

Considerese por ejemplo, las dos funciones de densidad de probabilidad que se muestran en la figura (1.5).

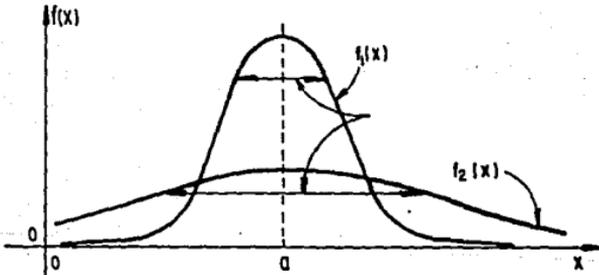


Fig. (1.5) Dos funciones de densidad $f_1(x)$ y $f_2(x)$ con características diferentes.

Notese que $f_1(x)$ tiene un máximo más elevado en el punto "a" en comparación con $f_2(x)$. Esto se debe a que $f_2(x)$ se distribuye sobre un intervalo más amplio en x por lo que su amplitud en el punto "a" es menor que la de $f_1(x)$

En el caso de $f_2(x)$, x estará comprendida dentro de un rango más amplio de valores mientras que en el caso de $f_1(x)$, los valores próximos a "a" aparecerán con mayor frecuencia que los que están separados un poco de este punto. Puede esperarse que el valor promedio de x esté más próximo o sea igual a "a" en ambos casos.

En la figura (1.5), las curvas tienen dos parámetros distintivos: la ubicación del máximo de amplitud ("a" en ese caso) y el ancho o dispersión de las curvas. El primer momento m_1 sirve como una medición de la ubicación del máximo de amplitud.

Una medición del ancho de la curva alrededor de "a" es la variación cuadrática media alrededor de a:

$$s = \text{dispersión} = \int_{-\infty}^{\infty} (x-a)^2 f(x) dx \quad (1.28)$$

La medición de el ancho de la curva $f(x)$ variará con el valor de "a" que se elija.

Es de interés conocer el valor de "a" para el cual la dispersión es un mínimo. Para encontrar este punto, se deriva la ecuación (1.28) con respecto a "a",

$$\frac{ds}{da} = 0 = -2(x - a) f(x) dx$$
$$0 = -2a \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx - 2 \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx \quad (1.29)$$

el primer término de la ecuación (1.29), por definición, es la distribución acumulativa en el rango de $-\infty$ a ∞ , por consiguiente,

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 1 \quad (1.30)$$

despejando "a"

$$a = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx = m_1 \quad (1.31)$$

que es el punto alrededor del cual la medición del promedio cuadrático de la curva es mínimo y es el valor promedio o primer momento. En las curvas simétricas (figura 1.5), el valor promedio coincide con el valor máximo de amplitud. En las curvas no simétricas se puede encontrar en otro punto diferente al valor de la amplitud máxima tal como se muestra en la figura (1.6)

El n-ésimo momento central de la variable X es su momento alrededor de su valor medio m y está dado por,

$$E[(X - m)^n] = \int_{-\infty}^{\infty} (X - m)^n p_x(x) dx \quad (1.32)$$

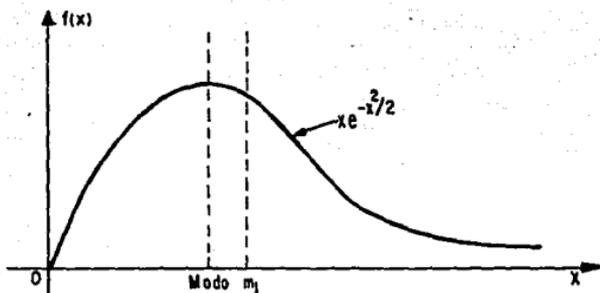


Fig. (1.6) Función de densidad asimétrica.

El segundo momento central alrededor de la media recibe el nombre de varianza y se denota por σ_x^2 . Así,

$$\begin{aligned}\sigma_x^2 &= E\left\{(X - m_1)^2\right\} \\ &= E\left\{X^2 - 2Xm_1 + m_1^2\right\}\end{aligned}$$

donde m es la media de X ($m_1 = \bar{X}$) y es una constante,

$$\sigma_x^2 = E\left\{X^2\right\} - 2m_1^2 + m_1^2$$

$$\begin{aligned} &= E\{X^2\} - m_1^2 \\ \sigma_x^2 &= \bar{X}^2 - m_1^2 \end{aligned} \quad (1.33)$$

la raíz cuadrada de este término se le llama desviación estándar y se denota con el símbolo σ . σ es una medida de dispersión de la función alrededor de m .

$$\mu_2 = \sigma^2 = m_2 - m_1^2 \quad (1.34)$$

La variancia de una variable aleatoria es el segundo momento menos el cuadrado del primer momento. m_2 representa la dispersión de la curva alrededor de $X = 0$, μ_2 alrededor de $X = m_1$.

Para una variable aleatoria discreta con valores x_1, x_2, \dots y probabilidad $P_k = P(x = X_k)$ se define,

$$E\{(x - m)^n\} = \sum_{k=1}^{\infty} (X_k - E(x))^n P_k \quad (1.35)$$

1.10 FUNCIONES DE DISTRIBUCION.

1.10.1 FUNCION DE DISTRIBUCION UNIFORME.

Es una distribución de probabilidad en que la variable aleatoria asume o toma todos sus valores con igual probabilidad. La función de densidad de la variable aleatoria X es un pulso rectangular de altura 1 y área igual a 1 tal como se muestra en la figura (1.7). x está uniformemente distribuida en el intervalo (x_1, x_2) .

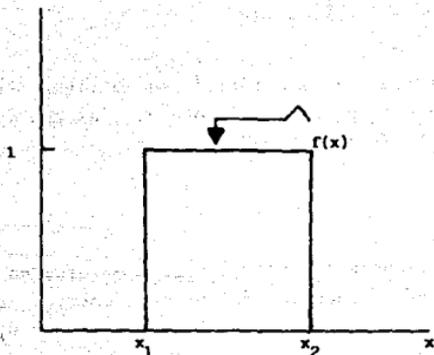


Fig. (1.7) Función de distribución uniforme.

Si X es una variable aleatoria discreta y toma los valores x_1, x_2, \dots, x_k , con igual probabilidad, la distribución uniforme discreta está dada por,

$$f(x;k) = \frac{1}{k}, \quad x = x_1, x_2, \dots, x_k \quad (1.36)$$

la notación $f(x;k)$ en lugar de $f(x)$ indica que la distribución uniforme depende del parámetro k .

La media está dada por,

$$\mu = \frac{\sum_{i=1}^k x_i}{k} \quad (1.37)$$

y la variancia por,

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^k (x_i - \mu)^2}{k} \quad (1.38)$$

Ahora considerese el caso de una variable aleatoria continua X distribuída uniformemente con una función de densidad $f(x) = k$ definida en el rango $a \leq x \leq b$. La probabilidad de que X se encuentre comprendida en el rango a, b es uno,

$$\int_a^b f(x) dx = 1 \quad (1.39)$$

Debido a que $f(x)$ debe normalizarse para que tenga un área unitaria, la constante 1 debe ser $1/(b - a)$. En consecuencia, el valor medio o primer momento m_1 está dado por:

$$m_1 = \int_a^b x f(x) dx = \frac{1}{b-a} \int_a^b x dx = \frac{a+b}{2} \quad (1.40)$$

el segundo momento es,

$$m_2 = \int_a^b x^2 f(x) dx = \frac{1}{b-a} \int_a^b x^2 dx = \frac{b^3 - a^3}{3(b-a)}$$

$$= \frac{b^2 + ab + a^2}{3} \quad (1.41)$$

la variancia está dada por,

$$\sigma^2 = m_2 - m_1^2 = \frac{(b - a)^2}{12} \quad (1.42)$$

y la desviación estandar es,

$$\sigma = \frac{b - a}{2\sqrt{3}} \quad (1.43)$$

1.10.2 FUNCION DE DISTRIBUCION BINOMIAL.

Este tipo de distribución está dada por:

$$P_N(n) = C_n^N p^n (1 - p)^{N-n} \quad (1.44)$$

donde p es la probabilidad de ocurrencia de un éxito en un ensayo de un experimento. C_n^N está dada por,

$$C_n^N = \frac{N!}{n!(N - n)!}$$

y N es el número de veces que se efectúa el experimento.

Un experimento binomial es aquel que posee las siguientes características:

1. El experimento consta de N intentos repetidos.
2. Cada intento tiene un resultado que puede clasificarse como éxito o fracaso.
3. La probabilidad de un éxito, indicada por p , permanece constante de intento en intento.

4. Las repeticiones del ensayo son independientes.

El número n de éxitos en N ensayo de un experimento binomial se llama variable aleatoria binomial.

La función de distribución de probabilidad binomial - con $N = 100$ y varios valores de p se muestran en la figura (1.8).

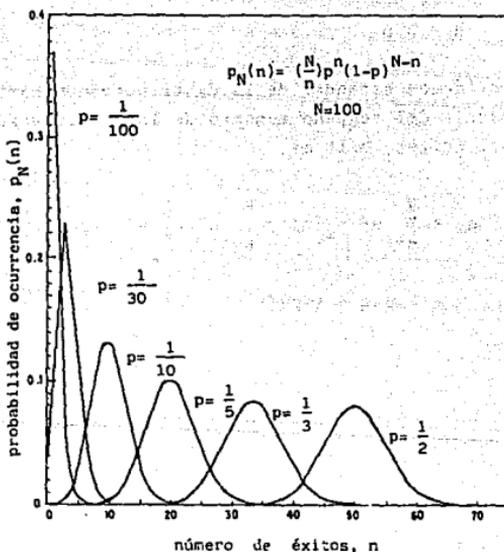


Fig. (1.8) Distribución de probabilidad binomial con $N = 100$.

y diversos valores de p .

$$m_1 = \bar{n} = \sum_{n=0}^N np_N(n) = \sum_{n=0}^N n C_n^N (1-p)^{N-n} \quad (1.45)$$

donde \bar{n} es el valor promedio. Substituyendo C_n^N en la ecuación 1.45.

$$m_1 = \sum_{n=0}^N \frac{n \cdot N}{n(N-n)} p^n (1-p)^{N-n}$$
$$\bar{n} = N p \quad (1.46)$$

La desviación estandar de la distribución binomial se obtiene a partir del segundo momento de la distribución -- alrededor del origen, esto es,

$$m_2 = \sum_{n=0}^N n^2 p_N(n) = \sum_{n=0}^N n^2 C_n^N p^n (1-p)^{N-n}$$
$$= N p q + (Np)^2 \quad (1.47)$$

donde $q = 1 - p$

El segundo momento alrededor de la media es,

$$\mu^2 = m_2 - m_1^2 \quad (1.48)$$

donde $m_1 = \bar{n}$, así

$$\mu^2 = Npq + (Np)^2 - (Np)^2$$

$$\mu_2 = Npq = \sigma^2 \quad (1.49)$$

la desviación estandar está dada por la raíz cuadrada de la variancia:

$$\sigma = \sqrt{Npq} \quad (1.50)$$

1.10.3 FUNCION DE DISTRIBUCION NORMAL.

La función de densidad de la variable aleatoria normal X está dada por,

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad -\infty < x < \infty \quad (1.51)$$

donde μ y σ son la media y desviación estandar respectivamente.

La variable aleatoria X tiene la distribución en forma de campana como se observa en la figura (1.9).

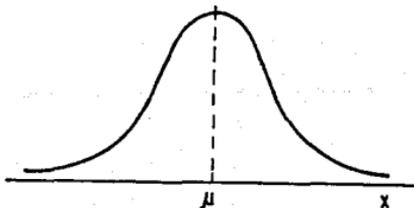


Fig. (1.9) Distribución Normal.

Propiedades de la curva normal:

- a) El punto sobre el eje horizontal en donde la curva es un máximo, ocurre en $x = \mu$.
- b) La curva es simétrica respecto a un eje vertical que pasa por la media μ .
- c) La curva tiene sus puntos de inflexión en $x = \mu \pm \sigma$; es cóncava hacia abajo si $\mu - \sigma < x < \mu + \sigma$ y cóncava hacia arriba en caso contrario.
- d) La curva normal se aproxima asintóticamente al eje horizontal a medida que se aleja del valor medio μ en ambas direcciones.

La probabilidad de que la variable aleatoria X tome un valor entre $X = x_1$ y $X = x_2$ está dada por el área bajo la curva normal tal como se muestra en la figura (1.10).

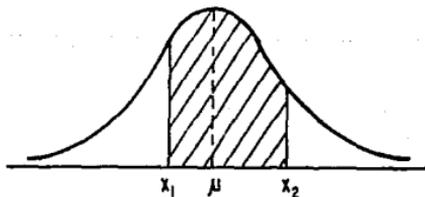


Fig. (1.10) $P(x_1 \leq X \leq x_2) = \text{área de región sombreada.}$

El área sombreada representa dicha probabilidad y se obtiene de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} P(x_1 < X < x_2) &= \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_1}^{x_2} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} dx \end{aligned} \quad (1.52)$$

Para poder utilizar dicha integral con diferentes valores de μ y σ se transforman todas las observaciones de cualquier variable aleatoria en un nuevo conjunto de observaciones de una variable aleatoria normal con media cero y variancia 1. Esto se logra haciendo un cambio de variable:

$$z = \frac{x - \mu}{\sigma} \quad (1.53)$$

$$dx = dz \quad (1.54)$$

por lo que la ecuación (1.52) queda,

$$P(z_1 < Z < z_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_1}^{z_2} e^{-z^2/2} dz \quad (1.55)$$

Siempre que X tome un valor de x_1 , el valor correspondiente de Z estará dado por la ecuación (1.53). Por lo tanto, si X cae entre los valores $X = x_1$ y $X = x_2$, la variable aleatoria Z estará entre los valores correspondientes $z_1 = (x_1 - \mu)/\sigma$ y $z_2 = (x_2 - \mu)/\sigma$.

La distribución de una variable aleatoria normal con media cero y variancia 1 se denomina distribución normal estandar.

El valor medio de la distribución está dado por el primer momento,

$$\begin{aligned} m_1 &= \int_{-\infty}^{\infty} x p(x) dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \int_{-\infty}^{\infty} x e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} dx \end{aligned} \quad (1.56)$$

sustituyendo las ecuaciones (1.53) y (1.54) en (1.56) se tiene:

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} (u + \sigma z) e^{-z^2/2} dz \\ &= u \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-z^2/2} dz + \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} z e^{-z^2/2} dz \end{aligned} \quad (1.57)$$

$$m_1 = \mu$$

La variancia de la distribución normal se obtienen con la ecuación del segundo momento central alrededor de la media,

$$E \left[(x - \mu)^2 \right] = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} dx \quad (1.58)$$

substituyendo (1.54) y (1.53) en (1.58), se obtiene:

$$E \left[(x - \mu)^2 \right] = \frac{\sigma^2}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} z^2 e^{-z^2/2} dz$$

integrando por partes,

$$u = z; \quad du = dz$$

$$dv = z e^{-z^2/2}; \quad v = -e^{-z^2/2}$$

$$\begin{aligned} E \left[(x - \mu)^2 \right] &= \frac{\sigma^2}{\sqrt{2\pi}} \left(-z e^{-z^2/2} \Big|_{-\infty}^{\infty} + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-z^2/2} dz \right) \\ &= \sigma^2 (0 + 1) \\ &= \sigma^2 \end{aligned} \quad (1.59)$$

Una vez especificados μ y σ la curva normal está completamente determinada.

CAPITULO 2

CONSIDERACIONES TEORICAS DE LAS SENALES DIGITALES

CAPITULO 2

CONSIDERACIONES TEORICAS DE LAS SENALES DIGITALES

2.1 SENALES DIGITALES.

Fundamentalmente este tipo de señales se presentan de manera discontinua en el tiempo y sólo pueden tomar valores discretos, constituyendo así una representación de la información por medio de un conjunto de símbolos. En la práctica, dichos símbolos aparecen en forma de pulsos y su secuencia crea un tren digital $S(t)$.

Para tener una idea general de estas señales, considérese el caso particular de una señal binaria; el elemento básico de información de un sistema binario es llamado bit. Un número discreto de bits pueden identificar una pieza más grande de información la cual se denomina caracter. Una señal binaria puede tomar dos estados "0" ó "1" durante un tiempo de t segundos.

La figura (2.1) muestra la señal $S(t)$ idealizada. Nótese que los pulsos se presentan regularmente cada $1/T$ segundos, además, en cada estado el nivel se mantiene constante durante el intervalo de tiempo T .

La información es impredecible y esta dada por una secuencia particular de unos y ceros en donde la forma de los

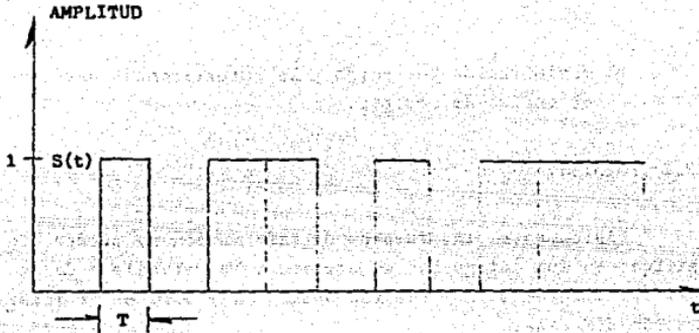


Fig. (2.1) Señal Binaria.

pulsos utilizados para representar tal secuencia se supone conocida de antemano.

Los sistemas digitales poseen características que justifican su preferencia en relación a los sistemas analógicos.

Las señales digitales presentan las siguientes ventajas:

- a) Regeneración o rearreglo periódico de la señal durante la transmisión.
- b) Uso de circuitos digitales en la totalidad del proceso.

- c) Versatilitud en el procesamiento según conveniencia.
- d) Minimización del ruido y la interferencia mediante el empleo de códigos.

2.2 FUENTES.

Básicamente, las fuentes de información se pueden clasificar en dos categorías de acuerdo a la naturaleza de su salida: fuentes de información analógica y fuentes de información discreta.

Las fuentes de información analógica emiten una o más señales de amplitud continua (o funciones del tiempo). Como ejemplo de éstas se tienen micrófonos excitados por la voz, cámaras de televisión, telemetría, facsímil, etc.

Las fuentes de información discreta consisten en una secuencia de símbolos discretos y se caracterizan por lo siguiente:

- a) Alfabeto fuente (símbolos o letras).
- b) Velocidad de símbolos.
- c) Probabilidad de ocurrencia de los símbolos o letras.
- d) Dependencia probabilística de los símbolos en una secuencia.

A partir de estos parámetros se puede construir un modelo probabilístico de la fuente de información, definir la entropía de la fuente (H) así como el rango de información (R) de la misma.

Ejemplos de fuentes de información discreta son los sistemas de colección de datos, sistemas de alarma, monitoreo de máquinas, teletipo, conexión entre computadoras, mensajes conmutados, etc.

2.3 CARACTERISTICAS PARA TRANSMISION.

Basándose en la naturaleza de la salida de la fuente de información, los sistemas de comunicación se dividen en tres clases:

1. Sistemas de comunicación analógicos, diseñados para transmitir información analógica usando métodos de modulación analógica. La figura (2.2) -- muestra un diagrama a bloques de un sistema analógico.
2. Sistemas de comunicación digital, diseñados para transmitir información digital usando esquemas de modulación digital. En la figura (2.3) se muestra un diagrama a bloques de un sistema digital.
3. Sistemas de comunicación híbridos los cuales usan esquemas de modulación digital para transmitir señales analógicas. La figura (2.4) muestra el dia

grama a bloques de un sistema híbrido.

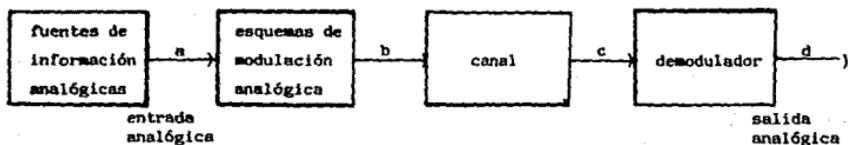


Fig. (2.2) Diagrama a bloques de un sistema de comunicación analógico.

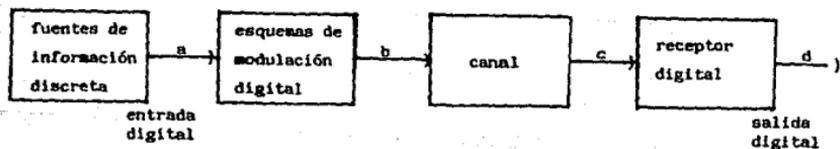


Fig. (2.3) Diagrama a bloques de un sistema de comunicación digital.

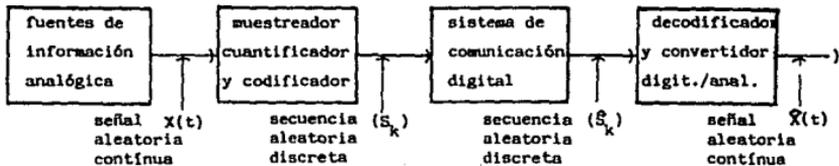


Fig. (2.4) Diagrama a bloques de un sistema de comunicación híbrido.

Es conveniente que un sistema de comunicaciones tenga capacidad de procesar señales analógicas y digitales. Las señales analógicas requieren de un tratamiento para poder ser procesadas por un sistema digital, es decir, deben ser convertidas a un formato digital. En la figura (2.4) se muestra dicho proceso. La salida $X(t)$ de una fuente de información analógica es convertida a una secuencia $\{S_k\}$ de M símbolos a través del proceso de muestreo, cuantización y codificación. Esta secuencia de símbolos $\{S_k\}$ es transmitida usando un canal de comunicación digital. En el extremo receptor, la señal $\{\hat{S}_k\}$ recibida difiere ocasionalmente de la transmitida $\{S_k\}$ en los errores causados por el ruido de el canal. Finalmente, la señal $\{S_k\}$ es procesada por un decodificador y un convertidor digital-analógico. Esto últi-

mo permite la reconstrucción de la señal original $X(t)$.

Para mejorar el entendimiento de la operación de tal sistema es necesario conocer los pasos a los cuales se somete una señal analógica.

Convertir la salida de una fuente de información analógica en una secuencia de símbolos discretos requiere de un análisis de muestreo, cuantización y codificación.

2.4 TEOREMA DEL MUESTREO.

Sea $m(t)$ una señal limitada en banda tal que su más alta componente espectral es f_M , se pueden tomar "muestras" de ésta señal de información en intervalos regulares (muestreo periódico) y reconstruir nuevamente dicha señal a partir de tales muestras sin que sufra distorsión alguna, conteniendo además toda la información del mensaje original. No obstante, existe una restricción en cuanto a la frecuencia de muestreo ya que se deben tomar al menos dos muestras durante el período correspondiente a la más alta componente espectral de frecuencia, es decir, la frecuencia de muestreo debe ser lo suficientemente alta, por lo que $f_s \geq 2f_M$, donde f_s se denomina frecuencia de muestreo.

La señal de banda base $m(t)$ la cual va a ser muestreada se muestra en la figura (2.5a). En la figura (2.5b) se observa su espectro en frecuencia el cual se representa mediante su transformada de Fourier $F(\omega)$.

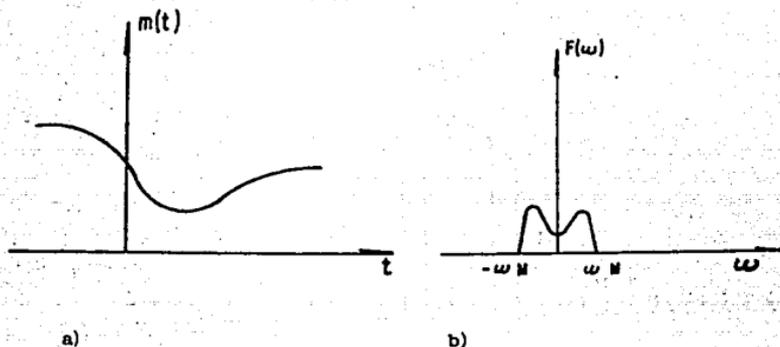


Fig. (2.5) a) Señal de banda base $m(t)$ b) Espectro en frecuencia de la señal $m(t)$.

En la figura (2.6a) se observa un tren de pulsos periódicos $S(t)$, de amplitud unitaria y duración τ . La señal $S(t)$ con período T_s tiene la siguiente expansión en serie de Fourier:

$$S(t) = \frac{\tau}{T_s} + (C_1 \cos 2\pi \frac{t}{T_s} + C_2 \cos 2 \times 2\pi \frac{t}{T_s} + \dots C_n \cos n \times 2\pi \frac{t}{T_s}) \quad (2.1)$$

donde la constante C_n está dada por:

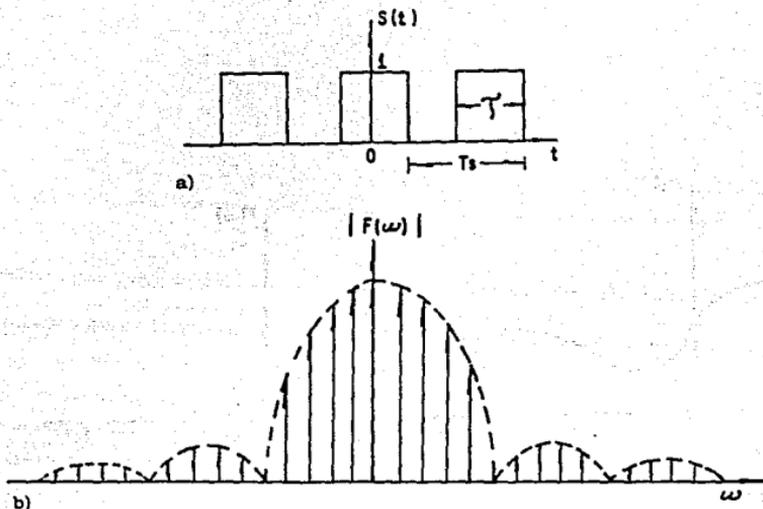


Fig. (2.6) a) Tren de pulsos. b) Espectro en frecuencia del tren de pulsos.

$$C_n = \frac{\text{Sen}(n\pi\tau/T_s)}{n\pi\tau/T_s} \quad (2.2)$$

para $n = 1, 2, 3, \dots$

La transformada de Fourier de $S(t)$ está dada por:

$$F\{f(t)\} = F(\omega) = \frac{2\pi\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa} \frac{n\pi\tau}{T} \delta(\omega - n\omega_0) \quad (2.3)$$

por lo que su espectro en frecuencia (ver figura 2.6b) consta de impulsos localizados en $\omega = 0, \pm 2\omega_0, \dots$ etc.

Ambas señales $m(t)$ y $S(t)$ son aplicadas a un multiplicador obteniéndose a la salida de éste el producto $f_s(t) = S(t) m(t)$ el cual es la misma señal $m(t)$ muestreada al ocurrir cada pulso. Este proceso se muestra en la figura (2.7).

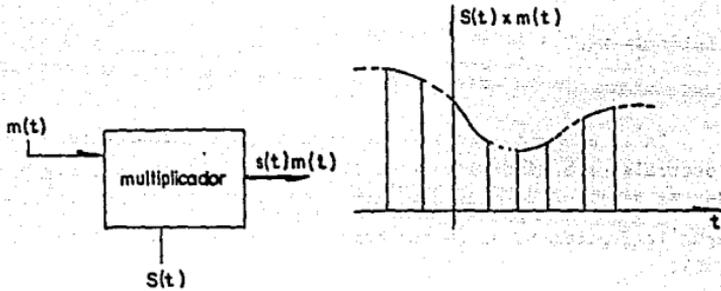


Fig. (2.7) La operación de muestreo se efectúa en un multiplicador.

Cuando se presenta un pulso, la salida del multiplicador tiene el mismo valor que $m(t)$ y cuando no ocurre el pulso, la salida del multiplicador es cero.

La señal de banda base muestreada $S(t) m(t)$ tomando la frecuencia mínima de muestreo es, en serie de Fourier:

$$S(t)m(t) = \frac{1}{T_s}m(t) + \frac{2}{T_s}\{m(t)C_1 \cos 2\pi(2f_M)t + m(t)C_2 \cos 2\pi(4f_M)t + \dots\}$$

$$f_s(t) = S(t)m(t) = \frac{1}{T_s}m(t) \left(1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \text{Sa } n\pi/T_s \cos 2\pi n f_M\right) \quad (2.4)$$

Obteniendo la transformada de Fourier de $f_s(t)$:

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T_s}N(\omega) + \frac{1}{T_s} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \text{Sa } n\pi \frac{1}{T_s} N(\omega - n\omega_0) \quad (2.5)$$

En la ecuación (2.5) se observa que las componentes espectrales son múltiplos de la frecuencia de muestreo, además, la amplitud de cada componente sucesiva disminuye según la función $\text{Sa } n\pi \frac{1}{T_s}$ tal como se muestra en la figura (2.8).

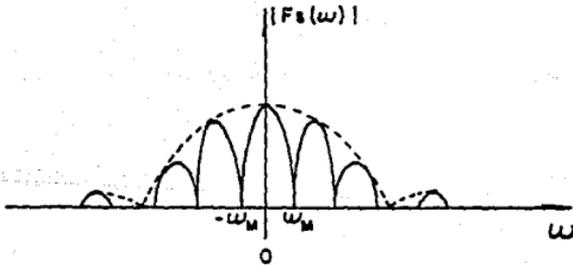


Fig. (2.8) Espectro de la señal $F_s(\omega)$.

El efecto de multiplicar una función periódica de muestreo $S(t)$ con una función no periódica $m(t)$ es un ensanchamiento en el espectro de líneas discretas originando un espectro continuo situado simétricamente alrededor de las líneas originales de frecuencia.

El ancho de banda necesario para transmitir la señal muestreada $f_s(t)$ es finito, pues el espectro $F_s(\omega)$ decrece en función de la frecuencia y el contenido de energía es despreciable en frecuencias superiores.

El proceso de muestreo debe ser reversible ya que la señal una vez transmitida, es recuperada en el extremo receptor devolviéndola a su forma original. Para lograr tal objetivo, es importante mantener la velocidad de muestreo en la gama de $f_s \geq 2f_M$ ya que esto permite la reconstrucción de la señal $m(t)$.

La velocidad mínima de muestreo $f_s = 2f_M$ es conocida como velocidad de muestreo de Nyquist.

En el receptor, el proceso de recuperación se lleva a cabo mediante una demodulación coherente o síncrona y pasando la señal a través de un filtro paso bajas, el cual sólo permite el paso de componentes espectrales que caen dentro del rango de $-f_M$ a f_M .

Si $f_s < 2f_M$, se presenta un traslape (aliasing) entre los espectros de $F_s(\omega)$ impidiendo la reconstrucción de la señal $m(t)$.

Si $f_s > 2f_M$, es posible recuperar $m(t)$ a partir de $F_s(\omega)$. En la figura (2.9) se muestran los casos para los cuales $f_s = 2f_M$, $f_s < 2f_M$ y $f_s > 2f_M$.

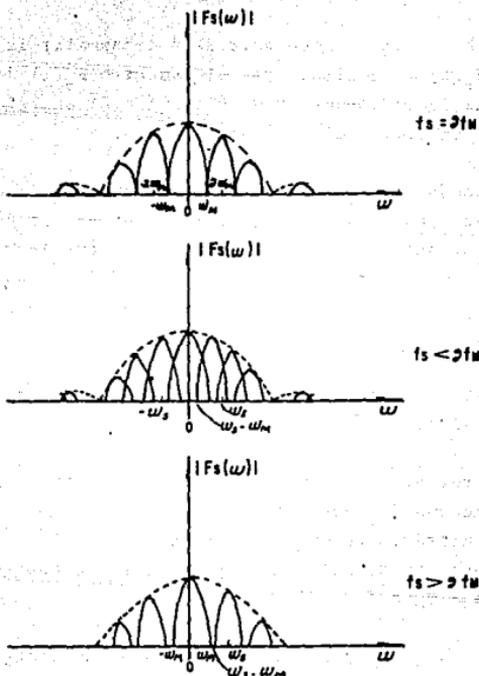


Fig. (2.9) Espectro de la señal $F_s(\omega)$ para diferentes frecuencias de muestreo.

En la práctica, la señal muestreada no se encuentra limitada en banda. Cuando una señal es muestreada, existe un traslape por lo que este efecto puede ser minimizado restringiendo en banda la señal por medio de un filtrado antes del muestreo.

El proceso efectuado en la señal original se denomina muestreo natural y se debe a que la señal obtenida a la salida del multiplicador $S(t)m(t)$ consiste en una serie de impulsos de amplitud variable cuya parte superior sigue la forma de onda de la señal original $m(t)$. La señal obtenida a la salida del multiplicador se muestra en la figura (2.7) Normalmente, la parte superior de los pulsos es plana, recibiendo así el nombre de muestreo plano. Este se observa en la figura (2.10).

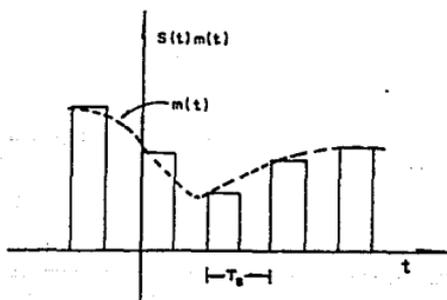


Fig. (2.10) Muestreo plano.

La información todavía es portada en la amplitud de los pulsos ya que estos son continuamente variables. A este proceso se le llama modulación por amplitud de pulsos (PAM).

Se pueden restringir tales amplitudes a un número discreto; es decir, la señal PAM es convertida a un tren de pulsos de igual amplitud. El proceso de producir un tren de pulsos binarios se denomina modulación por codificación de pulsos (PCM). Es aquí en donde comienza la ventaja de un sistema digital ya que ésta secuencia de pulsos puede ser reconstruida en cada repetidora, manteniendo una independencia entre el ruido acumulativo y el número de repetidoras. Esto se debe a que la información ya no es portada en la amplitud de la señal sino que en la secuencia de pulsos. Tal secuencia se obtiene mediante la cuantización y codificación de la señal PAM.

2.5 CUANTIZACION.

Consiste en la división de las amplitudes de las señales en un cierto número preestablecido de niveles discretos de amplitud.

En un sistema específico, los pulsos muestreados deben cuantizarse o bien, efectuar el tratamiento de muestreo y cuantización a la señal en forma simultánea.

Al muestrear una señal $m(t)$ se puede cuantizar creando una nueva señal $m_q(t)$, la cual es una aproximación de

$m(t)$. La señal cuantizada $m_q(t)$ tiene la ventaja de ser un tanto separable del ruido aditivo.

La operación de cuantización se muestra en la figura (2.11).

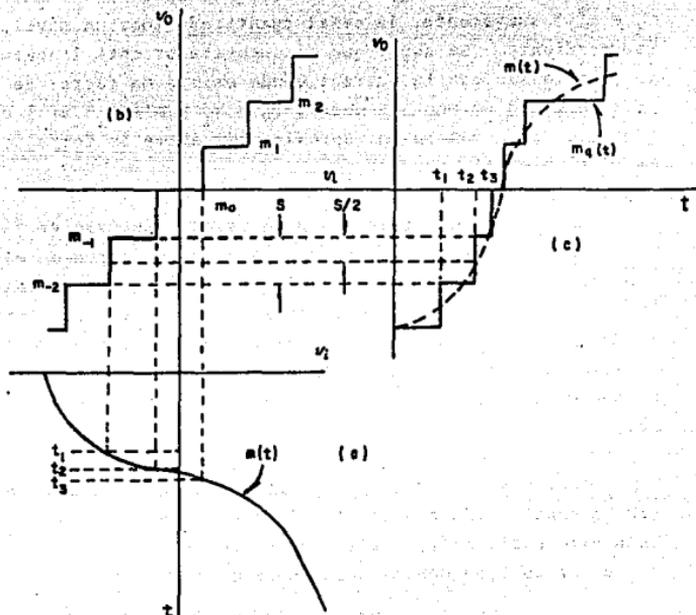


Fig. (2.11) Operación de cuantización (a) Señal de banda base $m(t)$ (b) Relación entrada-salida del cuantizador. (c) Respuesta a la salida del cuantizador.

Una señal V_i es aplicada a la entrada del cuantizador el cual tiene una relación de transferencia de una función escalón, (figura 2.11b). Como consecuencia, la salida V_0 se muestra en la figura (2.11c), la cual es la onda cuantizada $m_q(t)$. Se nota que al ir variando la señal de entrada $V_i = m(t)$ suavemente, la señal cuantizada toma un nivel correspondiente. Se asume que el cuantizador está linealmente relacionado con la entrada donde existe un factor de proporcionalidad de uno, es decir, $V_0 = V_i$ y $m'(t) = m(t)$ existiendo de esta manera una aproximación entre la forma de onda $m_q(t)$ y $m'(t)$.

La diferencia entre dos niveles consecutivos es "S". La transición entre un nivel y otro próximo ocurre en el instante en el que $m'(t)$ cruza la mitad de S. Esto indica que la señal $m_q(t)$ sólo puede tomar valores discretos intuyendo así un pequeño error al existir una diferencia entre la forma de onda original y la cuantizada. Resulta evidente una mejor aproximación de la señal cuanto más pequeño sea S.

Incrementar S crea un aumento en la discrepancia entre la señal verdadera $m'(t)$ y la señal cuantizada $m_q(t)$. Esta diferencia $m'(t) - m_q(t)$ puede ser considerada como ruido, el cual se denomina ruido de cuantización.

El cálculo de el ruido de cuantización ayuda a introducir la relación señal a ruido de cuantización (SNR). Esta relación sirve como un parámetro de comparación en el rendimiento de un sistema PCM.

La figura (2.12) muestra una señal cuantizada. Note-se la diferencia existente entre la señal $m(t)$ y la misma señal $m(t)$ cuantizada.

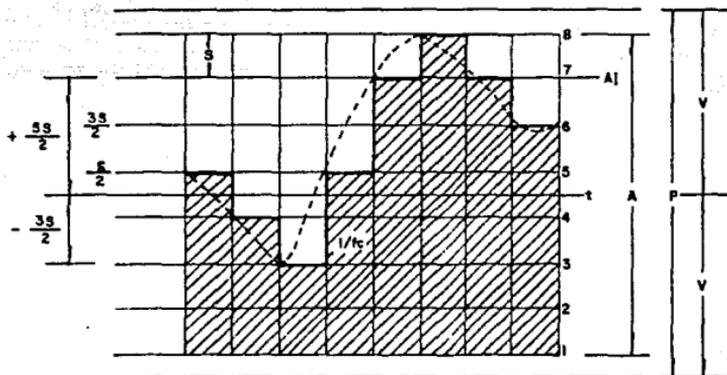


Fig. (2.12) Aproximación cuantizada de una señal $m(t)$.

2.5.1 ERROR DE CUANTIZACION.

Es posible calcular el error cuadrático medio de cuantización $\bar{\epsilon}^2$, donde "e" es la diferencia entre la señal ori

ginal y la señal cuantizada.

Si se divide el rango total pico a pico de la señal $m(t)$ en M niveles o intervalos de voltaje, cada uno de éstos, de espaciamiento de S volts entre los niveles adyacentes, se tiene que (ver figura 2.12):

$$S = \frac{P}{M} = \frac{2V}{M} \quad (2.6)$$

Al centro de cada intervalo de voltaje se localiza un nivel de cuantización m_1, m_2, \dots, m_M como se muestra en la figura (2.13).

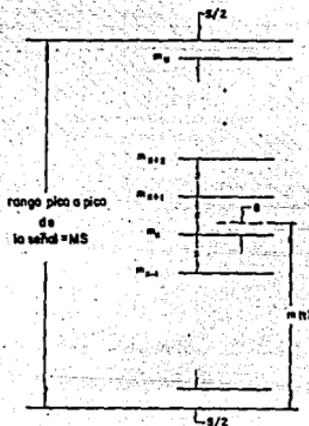


Fig. (2.13) Rango de voltaje sobre el cual la señal $m(t)$ tiene variaciones. Dicho rango está dividido en M niveles de cuantización cada uno de amplitud S .

La línea punteada representa el valor instantáneo de la señal mensaje en el tiempo t en la figura (2.13), $m(t)$ pasa a ser el nivel más cercano, por lo que la salida del cuantizador será m_k lo cual corresponde a un determinado voltaje a ese nivel.

El error de cuantización es:

$$e = m(t) - m_k \quad (2.7)$$

Si se denota a $f(m) dm$ como la probabilidad de que $m(t)$ caiga en el rango de voltaje $m - \Delta m/2$ a $m + \Delta m/2$, se tendrá entonces que el error cuadrático medio de cuantización es:

$$\bar{e}^2 = \int_{m_1 - S/2}^{m_1 + S/2} f_m (m - m_1)^2 dm + \int_{m_2 - S/2}^{m_2 + S/2} f_m (m - m_2)^2 dm + \dots \quad (2.8)$$

Considerando que el número de niveles de cuantización es grande, se puede decir que S es pequeña comparada con el rango pico a pico de la señal. Debido a esto se puede hacer una aproximación que es indicar que la función de densidad probabilística $f(m)$ del mensaje se considera una constante dentro de cada rango de cuantización. Si $f(m) = f^{(1)}$, $f(m) = f^{(2)}$, etc., se puede denotar a $f^{(1)}$, $f^{(2)}$, ... fuera de la integral y substituyendo $x = m - m_k$ se tiene:

$$\begin{aligned}\bar{\epsilon}^2 &= (f^{(1)} + f^{(2)} + \dots) \int_{S/2}^{S/2} x^2 dx = (f^{(1)} + f^{(2)} + \dots) \frac{S^3}{12} \\ &= (f^{(1)} S + f^{(2)} S + \dots) \frac{S^2}{12}\end{aligned}\quad (2.9)$$

$f^{(1)}(S)$ es la probabilidad de que la señal de voltaje $m(t)$ se encuentre en el primer rango de cuantización, $f^{(2)}(S)$ es para el segundo rango y así sucesivamente. Se deduce que la suma de los términos contenidos en el paréntesis en la ecuación (2.9) es igual a 1, por lo que el error cuadrático medio de cuantización es:

$$\bar{\epsilon}^2 = \frac{S^2}{12}\quad (2.10)$$

El error de cuantización depende de la dimensión de "S" por lo que este ruido de cuantización puede reducirse eligiendo los niveles de separación S lo más próximos posible.

Cuanto más niveles cuánticos se emplean, mayor es el número de dígitos binarios que se necesitan para representar la señal y consecuentemente se requiere un ancho de banda para la transmisión.

La señal cuantizada supuesta tiene máximos y mínimos definidos los cuales tienen la misma probabilidad de ocurrencia, por tal motivo, se han tomado niveles de cuantización igualmente espaciados. Dependiendo del tipo de fuente (voz, telemetría, etc.) es la probabilidad de que la señal presenta ciertos valores con mayor frecuencia a niveles in-

feriores o superiores. Para cubrir el intervalo dinámico de una señal de origen analógico se utiliza una cuantización no uniforme de niveles o en forma equivalente la comprensión de la señal.

Normalmente, la señal es comprimida haciéndola pasar a través de un dispositivo no lineal y posteriormente es aplicada a un cuantizador uniforme. En el receptor, la señal es expandida con una característica inversa también no lineal.

La característica de compresión típica tiene una forma logarítmica. En telefonía de voz se efectúa la compresión de la ley μ . Su ecuación matemática es:

$$y(x') = \frac{\ln(1 + \mu x'/V)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x' \leq V \quad (2.11)$$

donde x' es la señal de entrada e "y" la salida. Los niveles equivalentes de entrada se desplazan cada vez más lejos a medida que la amplitud de entrada tiende a $\pm V$.

De acuerdo a la figura (2.14), se tiene una simetría impar con respecto al punto $x' = 0$ y $y(x')$ tiene un rango de variación de ± 1 .

El parámetro al variarse genera una familia de curvas características; notese que si $x' \ll V/\mu$, la característica es casi lineal:

$$y(x') = \frac{\mu x'}{V \ln(1 + \mu)} \quad (2.12)$$

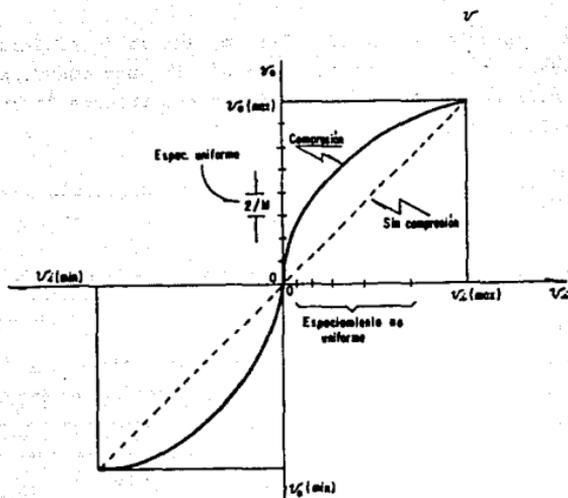


Fig. (2.14) Función de transferencia del compresor

la característica del logaritmo se satura cuando x' aumenta hasta V/μ .

Para $\mu \ll 1$ la compresión no lineal desaparece y el espaciamiento uniforme de salida es igual al de entrada.

$$y(x') = \frac{x'}{V} \quad (2.13)$$

Relación señal a ruido de cuantización (SNR). Esta relación permite comparar el ruido de cuantización con la

señal misma en función de M. A su vez, M relaciona la SNR con el número de pulsos del grupo de codificación m y el número "n" de niveles de codificación.

De la ecuación (2.10) el error rms es $S/(2\sqrt{3})$ volts. Este valor representa el ruido rms observado en la salida del sistema.

Con la ecuación (2.6) (ver figura 2.12) se tiene que $V = SM/2$. Relacionando el voltaje máximo y el ruido rms:

$$\frac{S_{0v}}{N_{0v}} = \frac{V}{S/(2\sqrt{3})} = \frac{SM/2}{S/(2\sqrt{3})} = M\sqrt{3} \quad (2.14)$$

La relación en potencia es:

$$\frac{S_0}{N_0} = 3M^2 \quad (2.15)$$

expresada en decibeles,

$$\left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{db} = 4.8 + 20 \log M \quad (2.16)$$

$$\text{Si } M = n^m \quad (2.17)$$

$$\frac{S_0}{N_0} = 3n^{2m} \quad (2.18)$$

expresada en decibeles,

$$\left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{db} = 4.8 + 20 \log n \quad (2.19)$$

para el código binario, $n = 2$ por consiguiente,

$$\frac{S_0}{N_0} \text{ db} = 4.8 + 6m$$

De la ecuación (2.17) se tiene que para $n = 2$, $m = \log_2 M$, lo cual muestra que el número de niveles M determina el número de pulsos que codifican a cada nivel cuantizado. Al aumentar M se incrementa el número de pulsos de codificación y por consecuencia el ancho de banda.

A continuación se muestra el desarrollo de la relación señal a ruido para un espaciamiento uniforme entre niveles.

Utilizando la característica del cuantizador, $S=2V/M$ y, del error cuadrático medio de cuantización (también llamado ruido de cuantización cuadrático medio $E(\epsilon^2)$ se tiene,

$$\begin{aligned} E(\epsilon^2) &= \bar{\epsilon}^2 = \frac{S^2}{12} \\ &= \frac{V^2}{3M^2} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Si σ^2 representa la potencia de entrada de la señal,

$$\text{SNR} = \frac{\sigma^2}{E(\epsilon^2)} = 3M^2 \left(\frac{\sigma^2}{V^2} \right) \quad (2.21)$$

normalizando la potencia de la señal $\sigma_x^2 = \sigma^2/V^2$.

$$\text{SNR} = 3M^2 \sigma_x^2 \quad (2.22)$$

En la ecuación (2.21) se nota que el ruido de cuantización es fijo e independiente de la potencia de la señal σ^2 . En una conversación telefónica, por ejemplo, si el locutor disminuye la intensidad de la voz, la SNR se reduce en proporción, pero el ruido de cuantización se hace cada vez más notorio. Esta es la razón por la que se introduce una desuniformización de niveles o equivalentemente la compresión de la señal ya que con este método se logra mantener una SNR fija en un intervalo dinámico más amplio.

En la SNR de cuantización para la característica de compansión (compresión-expansión) de la ley μ se tiene que, normalizando la señal de entrada $x = x^1/V$, en la ecuación 2.11,

$$y(x) = \frac{\xi_n(1 + \mu x)}{\xi_n(1 + \mu)} \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (2.23)$$

Para obtener la SNR de cuantización para la característica de compansión de la ley μ se obtiene primero el error de cuantización.

Considerese la figura (2.15). La señal de salida "y" tiene valores igualmente espaciados $2/M$ en el rango -1 y $+1$. Únicamente se muestra la parte positiva.

El espaciamiento uniforme se proyecta en uno no uniforme Δ_j ($j = 1, 2, \dots, M/2$) a la entrada. Para el espaciamiento Δ_j centrado en x_j se tiene que si Δ_j es muy pequeña,

$$\Delta_j = \frac{2}{M} / \frac{dy}{dx}$$

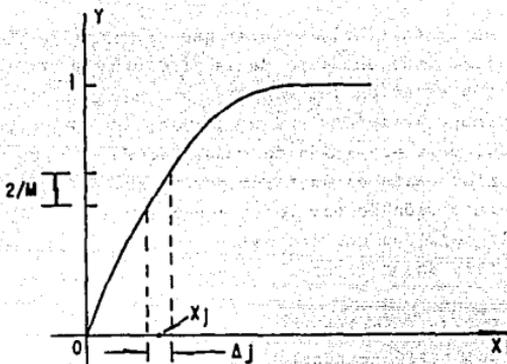


Fig. (2.15) Análisis del Compresor.

La señal de entrada es aleatoria con una función de densidad de probabilidad $f(x)$.

Todos los valores de x que se encuentran en el intervalo Δ_j , corresponden a un valor de salida una vez que la señal comprimida ha sido cuantizada. El error cuadrático medio alrededor de x_j es:

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

Si $M \gg 1$, todos los valores de x en el intervalo Δ_j tienen igual probabilidad de ocurrencia por lo que $f(x)$ es

constante en tal intervalo. Así,

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

$$E(\epsilon_j^2) = \left(\frac{(x_j + \Delta_j/2 - x_j)^3}{3} - \frac{(x_j - \Delta_j/2 - x_j)^3}{3} \right) f(x_j)$$

$$= \frac{2\Delta_j^3}{24} f(x_j) = f(x_j) \frac{\Delta_j^3}{12}$$

ya que $\Delta_j = \frac{2}{M y'(x)}$ donde $y'(x) = \frac{dy}{dx}$

$$\Delta_j^2 = \frac{4}{M^2 [y'(x_j)]^2}$$

$$E(\epsilon_j^2) = \frac{4 f(x_j) \Delta_j}{12 M^2 [y'(x_j)]^2}$$

Incluyendo a x_j negativo y considerando que es muy grande el número de niveles de cuantización M , el ruido de cuantización cuadrático total $E(\epsilon^2)$ es:

$$E(\epsilon^2) = \frac{2}{3M^2} \int_0^1 \frac{f(x)}{[y'(x)]^2} dx \quad (2.24)$$

La característica del compresor con la entrada normalizada está dada por la ecuación (2.23); encontrando $y'(x)$:

$$y'(x) = \frac{\mu}{2n(1+\mu)} \frac{1}{(1+\mu x)}$$

substituyendo en la ecuación 2.24,

$$\begin{aligned} E(\epsilon^2) &= \frac{2}{3M^2} \left(\frac{2n(1+\mu)}{\mu} \right)^2 \int_0^1 f(x) (1+\mu x)^2 dx \\ &= \left(\frac{2n(1+\mu)}{\mu} \right)^2 \frac{1}{3M^2} (1 + \mu^2 \sigma_x^2 + 2\mu E(|x|)) \end{aligned} \quad (2.25)$$

donde σ_x^2 es la variancia de la distribución de la señal a cuantizar, la cual está dada por:

$$\sigma_x^2 = \int_{-1}^1 x^2 f(x) dx = 2 \int_0^1 x^2 f(x) dx$$

La ecuación (2.25) permite el cálculo de el ruido de cuantización cuadrático medio para una característica del compresor de la ley para cualquier conjunto de señales estadísticas.

La función de densidad de probabilidad de la señal puede ser: señal Laplaciana, señal Gaussiana y señal Uniformemente distribuida. Los valores estadísticos que se re-

quieran son los parámetros estadísticos σ_x^2 y $E(|x|)$.

Finalmente, la relación señal a ruido de cuantización es:

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_x^2}{E(\epsilon^2)} = \frac{3M^2 \mu^2 \sigma_x^2}{\left(\ln(1 + \mu)\right)^2 \frac{1}{1 + 2\mu E(|x|) + \mu^2 \sigma_x^2}}$$

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_x^2}{E(\epsilon^2)} = \frac{3M^2}{\left(\ln(1 + \mu)\right)^2 \frac{1}{1 + 2E(|x|)/\mu \sigma_x^2 + 1/\mu^2 \sigma_x^2}} \quad (2.26)$$

Para $\mu = 0$ (espaciamiento uniforme) se comprueba que:

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} \frac{\sigma_x^2}{\frac{\left(\ln(1 + \mu)\right)^2}{\mu^2} \frac{1}{3M^2} (1 + \mu^2 \sigma_x^2 + 2\mu E(|x|))}$$

$$\text{SNR} = 3M^2 \sigma_x^2$$

En la tabla 2.1 se tabula la relación SNR en db en función de σ_x^2 también en db, para un compansor de ley $\mu = 255$ y para un sistema de 7 bits ($M = 128$).

Se observa que la SNR es casi constante para el compansor, mientras que la SNR de niveles uniformes presenta una gran variación.

El número de niveles de cuantización está determinado por la fidelidad deseada en la transmisión. Se ha estable-

σ^2 en db relativa a la máxima señal de entrada	SNR contra potencia de señal de entrada		
	Espaciamiento uniforme	Caso con compansión	
		Laplaciano	Gaussiana
- 60	- 13.1	18.6	18.5
- 56	- 9.1	21.8	21.6
- 50	- 3.1	25.7	25.5
- 46	0.9	27.6	27.3
- 40	6.9	29.7	29.5
- 26	20.9	31.5	31.5
- 20	26.9	31.8	31.8
- 14	32.9	32	32
- 8	38.9	32	32
0	46.9	32	32

Tabla (2.1)

cido experimentalmente que 8 ó 16 niveles son suficientes para poder reproducir una charla, pero al ruido de fondo puede ser escuchado fácilmente. Para uso comercial, se requiere un mínimo de 32 niveles y para alta fidelidad se utilizan 128 niveles de cantización.

En la figura (2.16) se hace una comparación entre dos cuantizadores con diferentes funciones de transferencia.

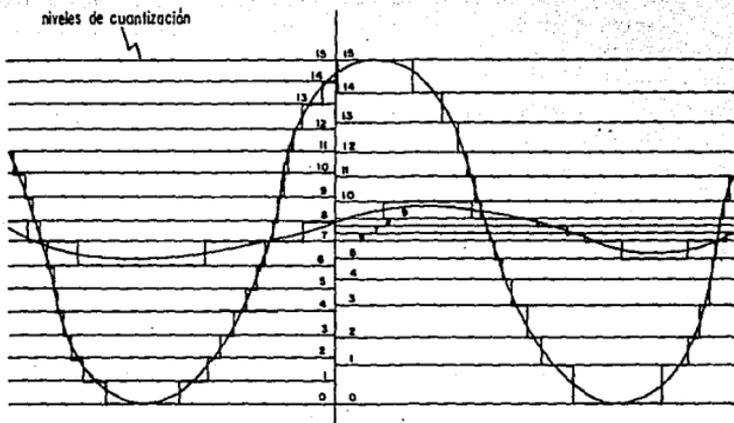


Fig. (2.16) Dos cuantizadores con diferentes funciones de transferencia.

2.6 MODULACION.

Es la alteración sistemática de una onda portadora de acuerdo con el mensaje (señal moduladora).

Existen dos tipos básicos de modulación en relación a la clase de onda portadora; modulación de onda continua (CW) y modulación de pulsos. La diferencia entre ambos tipos de modulación radica en que, en el primero, el paráme-

tro modulado varfa en razón directa a la señal moduladora mientras que en la modulación de pulsos ocurre una transformación digital por medio de la cual el mensaje se cambia de un símbolo a otro.

Los dos tipos de modulación incluyen de una u otra forma la modulación lineal o exponencial. Tales esquemas de modulación cuentan con parámetros fundamentales que permiten una comparación entre ellos; estos son la potencia de transmisión, el ancho de banda de transmisión, complejidad de el equipo de modulación y demodulación así como su comportamiento frente al ruido.

La modulación debe ser un proceso reversible ya que el mensaje debe ser recuperado. A tal proceso se le denomina demodulación o detección.

La modulación debe ser un proceso reversible ya que el mensaje debe ser recuperado. A tal proceso se le denomina demodulación o detección.

La modulación es necesaria para acoplar la señal con el medio de transmisión. Las razones por las que se modula son:

1. Modulación para facilidad de radiación. La eficiencia de radiación de la energía electromagnética requiere de elementos radiadores cuyas dimensiones físicas sean por lo menos de $1/10$ de la longitud de onda de la frecuencia de operación.

2. Modulación para reducir el ruido y la interferencia. Es posible minimizar los efectos del ruido y la interferencia usando ciertos tipos de modulación.
3. Modulación para asignación de frecuencia. Consiste en la designación de una frecuencia portadora específica para cada canal de comunicación utilizado en un medio de transmisión.

Esto es, se lleva a cabo una multicanalización que permite la transmisión de varias señales distintas sobre un mismo medio; esta asignación de frecuencias portadoras permite seleccionar entre distintas señales presentes simultáneamente.

4. Modulación para superar limitaciones del equipo. La modulación sitúa una señal en la parte del espectro de frecuencia donde las limitaciones del equipo son mínimas o donde se encuentran más fácilmente los requisitos de diseño.

En un esquema de modulación digital, la información se obtiene a partir de una secuencia de símbolos.

La representación de los distintos símbolos posibles se lleva a cabo efectuando cambios en la amplitud, fase o frecuencia de la portadora, es decir, la portadora es conmutada en M valores ya sea de amplitud, fase o frecuencia. Tales procesos son conocidos como modulación por corrimiento de amplitud multisímbolo (ASK M-ario), modulación por

corrimiento de fase multisímbolo (PSK M-ario) y modulación por corrimiento de frecuencia multisímbolo (FSK M-ario). La figura (2.17) muestra las formas de onda de las portadoras moduladas usadas en esquemas de transmisión binaria de datos.

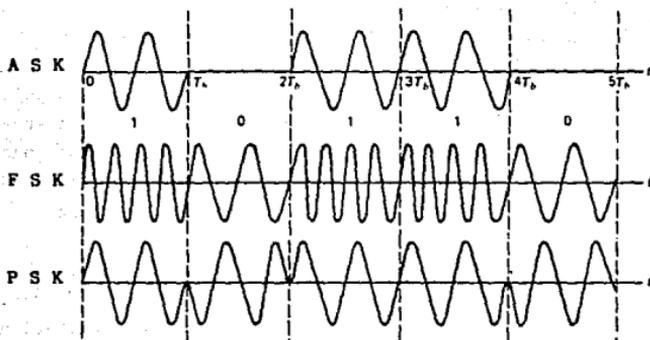


Fig. (2.17) Formas de onda de portadoras moduladas en sistemas de transmisión de datos binarios.

La figura (2.18) muestra un diagrama a bloques de un sistema de transmisión de datos binarios. La entrada al sistema es una secuencia binaria de bits b_k con una veloci-

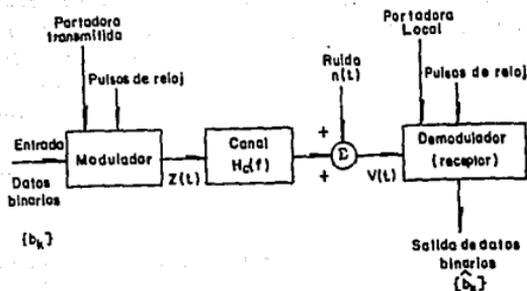


Fig. (2.18) Sistema de transmisión de datos binarios.

dad de bits r_b y una duración por bit de T_b . La salida del modulador durante el k -ésimo intervalo de bit depende del k -ésimo bit de entrada. La salida del modulador $Z(t)$ durante el k -ésimo intervalo de bit, es el reemplazo de tal bit por una de las dos formas de onda básicas representadas por $S_1(t)$ ó $S_2(t)$.

$Z(t)$ es un proceso aleatorio definido por

$$Z(t) = \begin{cases} S_1(t - (k-1)T_b) & \text{si } b_k = 0 \\ S_2(t - (k-1)T_b) & \text{si } b_k = 1 \end{cases}$$

para $(k - 1)T_b \leq t \leq kT_b$. Las formas de onda tienen una duración de T_b y su forma depende del tipo de modulación usado. La salida del modulador pasa a través de un canal paso banda $H_c(f)$, el cual para propósitos de análisis se considera ideal, con un ancho de banda adecuado para que la señal pase a través de él sin sufrir distorsión alguna por lo que sólo existe un retardo en la propagación. El ruido del canal $n(t)$ se considera con media cero, estacionario y con un proceso aleatorio Gaussiano cuya densidad de potencia espectral $G_n(f)$ es conocida.

La señal recibida contiene ruido el cual es introducido por el canal:

$$z(t) = \begin{cases} S_1\{t - (k - 1)T_b - t_d\} + n(t) \\ S_2\{t - (k - 1)T_b - t_d\} + n(t) \end{cases} \quad (k-1)T_b + t_d \leq t \leq kT_b + t_d$$

donde t_d es el tiempo de retardo de propagación, el cual, para el análisis se desprecia.

El receptor tiene como función distinguir cual de las dos formas de onda conocidas $S_1(t)$ ó $S_2(t)$ estuvo presente a la entrada durante cada intervalo de señalización. El receptor consta de un filtro, un muestreador y un dispositivo detector de umbral.

La señal mas ruido $V(t)$, es filtrada y muestreada al final de el intervalo de cada bit; la muestra es comparada a través de un predeterminado valor de umbral T_0 y el bit -

recibido es interpretado como "1" ó "0" dependiendo si $Z(kT_b)$ es mayor o menor que el valor umbral T_0 .

El proceso de interpretación de la señal recibida, efectuado en el receptor, se le conoce como demodulación o detección. Esencialmente, existen dos métodos de demodulación: detección síncrona o coherente y detección no coherente.

- En el receptor, la detección coherente requiere de una señal portadora local de referencia que tenga la misma fase y frecuencia que la portadora de la señal transmitida.
- Los receptores no coherentes difieren de los sistemas coherentes en el hecho de que no se efectúa una sincronía de fase del receptor con respecto al transmisor.

El receptor comete errores en el proceso de decodificación debido al ruido presente a la entrada. La medida de ejecución usada para comparar los esquemas de modulación digital es la probabilidad de error (P_e). La P_e representa la probabilidad promedio de mal interpretar las señales transmitidas en el receptor, es decir, si en un período largo de tiempo kT , se transmiten k señales y L es el número de señales que han sido interpretadas en forma errónea por el detector, la P_e estará dada por:

$$P_e = \frac{L}{K} \quad (2.27)$$

la aproximación será mejor cuando $k \rightarrow \infty$.

La P_e dependerá de la potencia de la señal a la entrada del receptor, la potencia de la densidad espectral del ruido, velocidad de señalización y parámetros en el receptor tales como la función de transferencia del filtro $H(f)$ y la ubicación de el punto umbral en el detector.

2.7 ESQUEMAS DE MODULACION MULTINIVEL (M-ario).

2.7.1 ASK COHERENTE.

En la modulación por corrimiento de amplitud (ASK), la información contenida en la onda transmitida está contenida en la amplitud. En la detección de señales ASK coherente, se considera que existe en el receptor una replica exacta de la señal recibida, sincronizada en fase con la señal recibida. El punto umbral del receptor (que es el punto en el cual el receptor hace una decisión) depende del nivel de señal recibido.

En los sistemas PAM multinivel de banda base, la salida del generador toma uno de los M posibles niveles $M \geq 2$. Cada nivel corresponde a un distinto valor de entrada y hay M símbolos de entrada distintos.

Sea $S_i(t)$ la señal transmitida, tal que,

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_i}{T}} \cos \omega_0 t & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{en otra parte} \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.28)$$

E_i es el contenido de energía y $\omega_0 = \frac{2\pi n_0}{T}$, n_0 toma valores enteros. m es el número de formas de onda distintas que tiene disponible el generador (en este caso se refiere al número de amplitudes).

La posibilidad de que un símbolo sea interpretado -- erróneamente se le conoce como probabilidad de error P_e . La P_e promedio válida para toda m en un sistema ASK coherente está dada por:

$$P_e = \frac{2(m-1)}{m} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{6A} \left[4N_0(m-1)(2m-1) \right]} dx \quad (2.29)$$

N_0 es la variancia del ruido.

2.7.2 ASK NO COHERENTE.

Los detectores no coherentes no necesitan una señal generada en el mismo receptor y cuya fase se encuentre sincronizada con la señal recibida, ya que, estos esquemas de detección involucran una rectificación y un filtrado paso bajas en el detector. La señal transmitida $S_i(t)$ es la -- misma que en el caso anterior; la señal recibida $Z(t)$ es de la forma:

$$z(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T}} \cos(\omega_0 t + \alpha) + n(t) \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.30)$$

donde α es una variable aleatoria que está uniformemente distribuida sobre un intervalo de 0 a 2π .

La probabilidad de error promedio, para este caso, está dada por:

$$\frac{e^{-\frac{6E}{8N_0(m-1)(2m-1)}}}{m} < P_e \leq e^{-\frac{6E}{8N_0(m-1)(2m-1)}} \quad (2.31)$$

estos límites son válidos para toda $m \geq 2$. E es el contenido de energía, N_0 es la variancia del ruido y m es el número de niveles de amplitud.

2.7.3 FSK COHERENTE.

En la modulación por corrimiento de frecuencia, la información portada por la señal transmitida está contenida en la frecuencia, además, la amplitud de la portadora es constante y el valor de el punto umbral de decisión en el receptor no depende del nivel de señal recibido.

La señal transmitida $S_i(t)$ está dada por,

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{en cualquier otra parte} \end{cases} \quad (2.32)$$

donde E es la energía contenida en $S_i(t)$ y $\omega_i = \frac{2\pi(n_0 + i)}{T}$

$$P_e = \frac{e}{m} \sum_{q=2}^m \binom{m}{q} (-1)^q e^{-\frac{E(2-q)}{4N_0q}} \quad (2.35)$$

donde E es la energía contenida en $S_i(t)$ y N_0 es la variancia del ruido.

2.7.5 PSK COHERENTE.

En este esquema de modulación digital, la información está contenida en la fase. En la modulación por corrimiento de fase PSK, el valor del punto umbral en el receptor no depende del nivel de señal recibido por lo que la amplitud de la portadora es constante.

En sistemas PSK multisímbolo, se permite que la fase de la portadora tome uno de los M posibles valores de fase, $\phi_i = i2\pi/M$, ($i = 1, 2, \dots, M$). además, las M posibles señales que serán transmitidas durante cada intervalo de señalización de duración T_s son:

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi i}{M}) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{en cualquier otra parte} \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.36)$$

E es el contenido de energía de $S_i(t)$ y $\omega_0 = \frac{2\pi n_0}{T}$

El receptor consta de un discriminador de fase el cual es un dispositivo cuya salida es directamente proporcional a la fase de la portadora de entrada más ruido, medi

do sobre el intervalo de señalización.

La P_e para un esquema PSK coherente es, para $m > 2$:

$$P_e = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{E/N_0} \operatorname{Sen} \pi/m} dx \quad (2.37)$$

para $m = 2$

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{E/N_0}} dx \quad (2.38)$$

2.7.6 PSK NO COHERENTE (DPSK).

En este caso, la decisión está basada en el ángulo de fase entre las señales recibidas sucesivamente, es decir, la fase de referencia para la detección se deriva a partir de la fase de la portadora recibida en el periodo de señalización anterior.

Considerando que un par de señales PSK son transmitidas sucesivamente, tal par de señales recibidas sucesivamente serán de la forma:

$$Z_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \alpha) + n(t)$$

$$Z_2(t-T) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(\omega_0 t + \alpha + \frac{2\pi i}{m}\right) + n(t-T)$$

La P_e promedio es, para $m = 2$:

$$P_e = 1/2 e^{-E/2N_0} \quad (2.39)$$

Debido al retardo premeditado en el receptor DPSK, el sistema es enclavado a una velocidad de señalización específica, además, impide la transmisión asíncrona. Otro inconveniente en DPSK es la propagación de errores. La ejecución de DPSK frente al ruido es inferior comparada con PSK coherente.

2.8 COMPARACION DE SISTEMAS DE MODULACION DIGITAL.

La elección de un método de modulación digital depende de la aplicación específica. La selección puede ser basada en las inmunidad relativa al ruido e impedimentos del canal (tales como no linealidades, corrimientos de fase, desvanecimientos y corrimientos de frecuencia), simplicidad de equipo, ancho de banda y compatibilidad con otro equipo ya instalado en el sistema. Ver tabla 2.2 .

Impedimentos del Canal de Transmisión.- En la elección debe considerarse el comportamiento del canal debido a las imperfecciones del mismo tales como no linealidades en la característica amplitud-frecuencia y desvanecimientos (variaciones aleatorias debido a las características del canal). Los esquemas FSK y PSK son señales cuya amplitud es constante y la decisión hecha en el receptor no depende del nivel de señal recibido. En ASK, el punto umbral del receptor si depende del nivel de señal recibido, además los es-

quema ASK son más sensitivos a variaciones en niveles recibidos debido a las caracterfsticas del canal.

Si el canal de comunicación tiene desvanecimientos, los esquemas no coherentes tienen que ser usados ya que los sistemas coherentes se encuentran imposibilitados para establecer una referencia en el receptor bajo tales condiciones.

2.9 COMPLEJIDAD DE EQUIPO.

La complejidad del equipo receptor depende del método de modulación seleccionado. Las implementaciones de "hardware" de los esquemas de modulación coherente son más complejos. Entre los esquemas no coherentes, DPSK es más complejo que FSK no coherente y a su vez, éste es más complejo que ASK no coherente. La complejidad del equipo incrementa el costo.

Para efectuar una comparación entre los diferentes sistemas se hacen las siguientes consideraciones.

- a) Cada señal es transmitida con igual probabilidad de ocurrencia.
- b) El transmisor está sujeto a una limitación en cuanto a potencia promedio, E/T (watts), donde T es la duración de cada señal de forma de onda transmitida y E es la energía.

- c) La señal recibida es la suma de la señal transmitida y el ruido térmico; dicho ruido es blanco estacionario, con modelo estadístico Gaussiano, -- con media cero y una doble densidad espectral lateral N_0 .
- d) Los receptores coherentes están sincronizados con el transmisor por lo que el receptor "conoce" el momento en el que comienza y termina la muestra.

En la figura (2.19), para el caso binario, se encuentra graficada la relación señal a ruido (S/N) contra la probabilidad de error (P_e) de los diversos tipos de modulación digital. Para una P_e dada, por ejemplo $P_e = 10^{-4}$, PSK necesita menor cantidad de potencia que los demás esquemas de modulación digital.

En la figura (2.20) se muestra una comparación de los diversos tipos de modulación digital; para $m = 4$ (m es el número posible de formas de onda a tomar por la portadora, en pasos discretos. Los cambios de la portadora pueden ser ya sea de amplitud, fase o frecuencia).

2.10 MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE TIEMPO (TDM).

El multiplexaje por división de tiempo es una técnica usada para transmitir varias señales mensaje analógicas sobre un canal de comunicación por medio de la división del tiempo ajustandolo en canales, un canal para cada señal mensaje.

ESQUEMA DE MODULACION	ANCHO DE BANDA (BW)	S/N PARA $P_e=10^{-4}$ (db)	COMPLEJIDAD DE EQUIPO	COMENTARIOS
ASK				
COHERENTE	$\approx 2r_b$	14.45	moderada	rara vez usado $T_0^* = A^2 T_b / 4$
ASK NO COHERENTE				
COHERENTE	$\approx 2r_b$	18.33	menor	$T_0^* = A/2$ $P_{e0} \neq P_{e1}$
FSK				
COHERENTE	$> 2r_b$	10.6	mayor	rara vez usado; no se justifica su complejidad $T_0^* = 0$
FSK NO COHERENTE				
COHERENTE	$> 2r_b$	15.33	menor	usado en la transmisión de datos para baja velocidad; pobre uso de potencia y ancho de banda. $T_0^* = 0$

TABLA 2.2 Comparación de los sistemas de modulación digital.

ESQUEMA DE MODULACION	ANCHO DE BANDA (BW)	S/N PARA $P_e=10^{-4}$ (db)	COMPLEJIDAD DE EQUIPO	COMENTARIOS
PSK COHERENTE	$\approx 2r_b$	8.45	mayor	usado en la transmisión de datos para alta velocidad, tiene el mejor comportamiento, usa equipo complejo. $T_0^* = 0$
DPSK	$\approx 2r_b$	9.30	moderada	es el de uso más común en velocidades medias en la transmisión de datos. Los errores tiende a ocurrir por pares. $T_0^* = 0$

TABLA 2.2 Comparación de los sistemas de modulación digital (continuación).

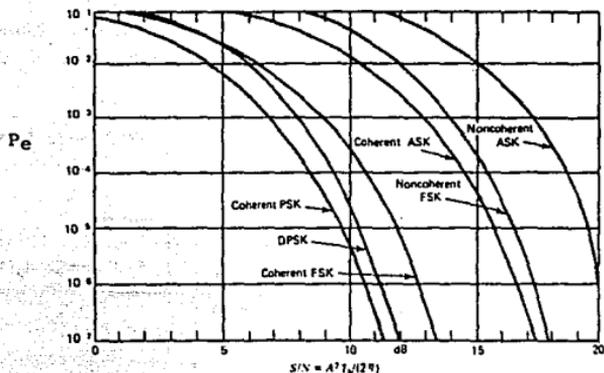


Fig. (2.19) Probabilidad de error para esquemas de modulación digital, binarios.

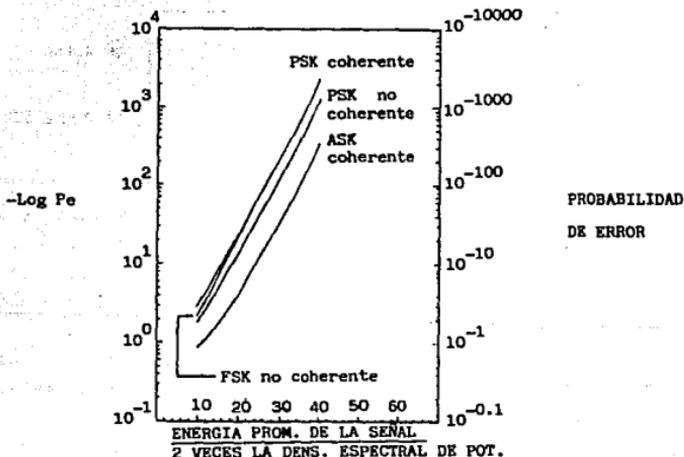


Fig. (2.20) P_e para esquemas de modulación digital; $m = 4$.

Considere la figura (2.21) en donde se muestran 4 - señales de entrada, todas limitadas en banda a f_x por medio

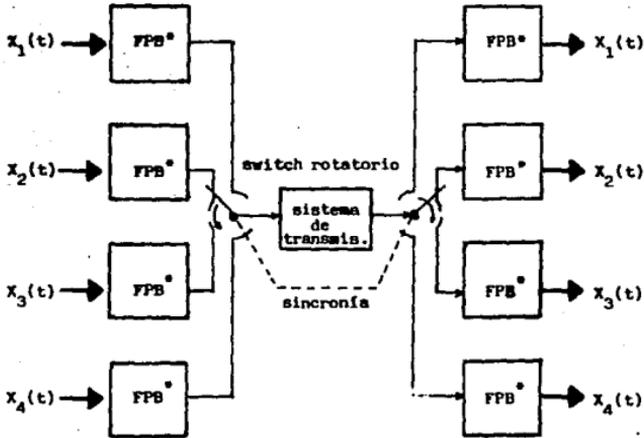


Fig. (2.21) Diagrama a bloques de un sistema TDM de 4 canales.

de los filtros dispuestos a la entrada. Tales señales son secuencialmente muestreadas en el transmisor por un interruptor (switch) rotatorio o conmutador. Tal interruptor gira a razón de f_s revoluciones por segundo y extrae una muestra de cada entrada en cada revolución. La salida del interruptor es una señal con forma de onda tipo PAM (pulsos de amplitud modulada) que contiene muestras de las señales de entrada entrelazadas en el tiempo.

* FPB Filtro Paso Bajas.

Las muestras provenientes de canales de mensajes adyacentes están separadas por T_g/M , donde M es el número de canales de entrada. Una serie de pulsos que conforman una muestra de los M canales de entrada se denomina arreglo.

Las figuras (2.22 a, b, c y d) muestran las 4 formas de onda que se presentan en cada canal respectivo. También se muestra la señal tipo PAM resultado del muestreo efectuado por el interruptor rotatorio.

En el receptor, las muestras procedentes de canales individuales son separadas y distribuidas por otro interruptor rotatorio denominado distribuidor o conmutador.

Las muestras provenientes de cada canal son filtradas para reproducir la señal "mensaje" original. El interruptor rotatorio en el transmisor y receptor son generalmente circuitos electrónicos cuidadosamente sincronizados.

La secuencia entrelazada de muestras puede ser transmitida directamente por PAM o los valores muestreados pueden ser cuantizados y transmitidos usando PCM. El multiplexaje por división de tiempo en PCM es usado en una variedad de aplicaciones, una de las mas importantes es en sistemas de comunicación telefónica PCM donde la voz y otras señales son multiplexadas y transmitidas sobre una variedad de medios de transmisión como son cables coaxiales, guías de onda, fibras ópticas y cables bifilares.

En los sistemas TDM se considera que las señales que están siendo multiplexadas tienen anchos de banda compara-

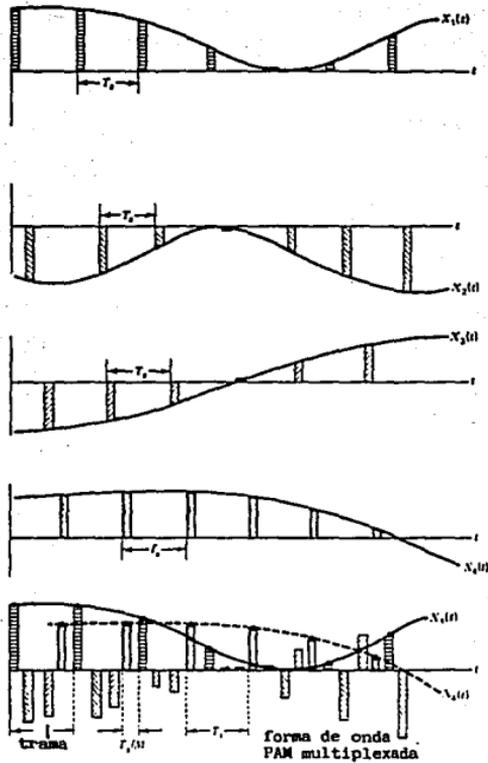


Fig. (2.22) Formas de onda del sistema TDM de 4 canales ejemplificado $T_s = 1/f_s$, donde f_s es el número de revoluciones por segundo del interruptor rotatorio.

bles por lo que la velocidad de muestreo es la misma para cada señal. No obstante, en muchas aplicaciones, las señales a ser multiplexadas por división en el tiempo tienen diferentes anchos de banda y por tanto tienen que ser muestreada a diferentes velocidades. A este tipo de multiplexaje se le denomina TDM asíncrono. En tales circunstancias no se puede utilizar un reloj común para todos los canales cuando los anchos de banda son diferentes.

2.11 PROBABILIDAD DE ERROR

Para restituir la información en el receptor se debe tomar una decisión. Entonces, la probabilidad de error es la relación entre el valor medio del número de errores y el número de decisiones tomadas.

El ruido, presente en todo sistema de comunicación, provoca errores. Normalmente, para el ruido aditivo en las comunicaciones, se supone un modelo estadístico Gaussiano, con un valor esperado o valor promedio igual a cero ($E(n) = 0$). La función de densidad de probabilidad Gaussiana se muestra en la figura (2.23). El modelo estadístico está dado por la ecuación (2.40). La variancia σ^2 del ruido se supone conocida.

$$f(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\sigma^2\pi}} \quad (2.40)$$

Si la amplitud de los pulsos es A, la decisión se puede efectuar de la siguiente forma, si el voltaje compuesto

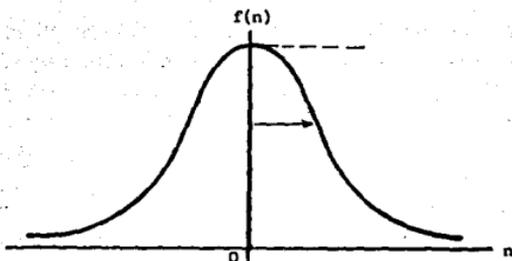


Fig. (2.23) Función de densidad de probabilidad Gaussiana.

($v = \text{señal} + \text{ruido}$) es tal que:

Si $v < A/2$ no hay pulso presente, por tanto es un 0.

Si $v \geq A/2$ si hay pulso presente, por tanto es un 1.

Se dice que hay un error si se ha emitido un 0 y se decide un 1 y viceversa.

En la figura (2.24) aparece una secuencia de una señal ejemplificando los dos tipos de error.

La probabilidad de que se reciba un 1 cuando se ha enviado un 0 (probabilidad de error) está dada por la probabilidad de que v (voltaje compuesto) aparezca con cualquier valor comprendido entre $A/2$ e ∞ . Para este caso, la fun--

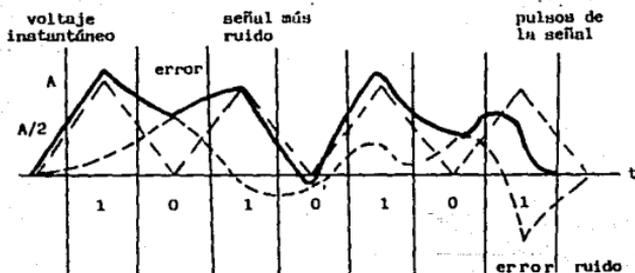


Fig. (2.24) Efecto del ruido en la transmisión de pulsos.

ción de densidad para v es:

$$f_0(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-v^2/2\sigma^2} \quad (2.41)$$

Al haber un cero presente $v(t) = n(t)$, donde $n(t)$ es el ruido aditivo. El valor muestreado en este caso, es una variable aleatoria que corresponde a la estadística del ruido.

El subíndice de la ecuación (2.41) denota la presencia de un 0 y la probabilidad de error (P_{e0}) es el área bajo la curva de $f_0(v)$ entre $A/2$ e ∞ , (ver figura 2.25).

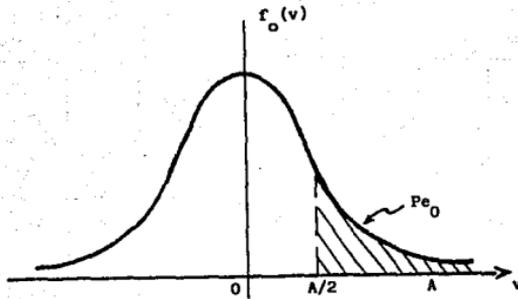


Fig. (2.25) Densidad de probabilidad en la transmisión de un pulso binario, se transmite 0.

$$Pe_0 = \text{Prob} (v > \frac{A}{2}) = \int_{A/2}^{\infty} f_0(v) dv$$

Al ser transmitido un 1 y recibirse este en el decodificador, está presente una señal compuesta por el pulso de amplitud A y el ruido ($A + n(t)$).

El valor de A desplaza el valor promedio desde 0 volts hasta el valor promedio de A. La variable aleatoria tiene las mismas características estadísticas que n sólo que ahora fluctúa alrededor de A. La función de densidad es Gaussiana, con la misma variancia pero con un valor promedio A.

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

La probabilidad de error corresponde ahora a la probabilidad de que la señal caiga por debajo de $A/2$ volts, decidiéndose erróneamente un cero.

Esta probabilidad de error es el área bajo la curva de $f_1(v)$ entre $-\infty$ y $A/2$ (figura 2.25).

$$Pe_1 = \text{Prob} (v < \frac{A}{2}) = \int_{-\infty}^{A/2} f_1(v) dv$$

Ya que los dos errores posibles considerados son eventos mutuamente excluyentes, las probabilidades se pueden sumar. Pe_0 y Pe_1 son probabilidades condicionales; eliminando su condicionalidad al multiplicarse cada una por su probabilidad de ocurrencia y considerando que la probabilidad de transmitir un cero y un uno es P_0 y P_1 respectivamente, se tiene que $P_0 + P_1 = 1$. La probabilidad total de error del sistema es:

$$Pe = P_0 Pe_0 + P_1 Pe_1$$

por simetría de las curvas Gaussianas, $Pe_0 = Pe_1$

$$Pe = Pe_0 (P_0 + P_1)$$

para el código binario, $P_0 + P_1 = 1$, la probabilidad de error total es:

$$P_e = P_{e0} = P_{e1}$$

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{A/2} f_1(v) dv ; f_1(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-(v-A)^2/2\sigma^2}$$

$$P_e = P_{e1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \int_{-\infty}^{A/2} e^{-(v-A)^2/2\sigma^2} dv$$

$$\text{si } y = (v-A)/\sqrt{2} \sigma \quad ; \quad \frac{dy}{dv} = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma} \quad ; \quad dv = \sqrt{2} \sigma dy$$

$$P_e = \int_{-\infty}^{A/2} \frac{\sqrt{2} \sigma}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-y^2} dy = \int_{-\infty}^{A/2} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-y^2} dy$$

Realizando un cambio de variables y definiendo la función de error:

$$\text{erf} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy \quad (2.42)$$

La probabilidad de error en la decodificación de cualquier dígito, está dada finalmente por

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \text{erf} \frac{A}{2\sqrt{2} \sigma} \right) \quad (2.43)$$

Se puede notar, que la probabilidad de error depende solamente de A/σ (razón de la amplitud de la señal y la des

viación estándar del ruido). σ es el ruido rms.

La probabilidad de error aparece en la figura 2.26

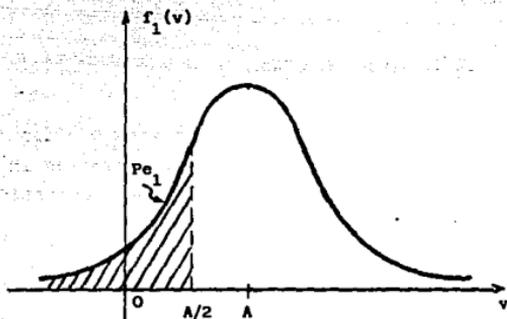


Fig. (2.26) Densidad de probabilidad en la transmisión de un pulso binario (se transmite 1).

Si la relación señal a ruido rms (A/σ) es de 17.4 db, (en razón $A/\sigma = 7.41$) la probabilidad de error es de 10^{-4} por lo que se interpretará en promedio un bit incorrecto - por cada 10^4 bits transmitidos. Al incrementar el número de bits transmitidos por segundo se observa que el error se presenta más frecuentemente, por ejemplo, si se transmiten 10^5 bits por segundo:

$$10^5 \times 10^{-6} = 10 \text{ bits erróneos}$$

$$t = 1/10 = 0.1 \text{ seg.}$$

es decir, un error cada 0.1 seg.. En la práctica, en los sistemas de comunicación binario, se usa normalmente una $P_e = 10^{-5}$.

2.12 CRITERIO DE SHANNON.

Shannon desarrolló una expresión que describe la máxima velocidad de transmisión libre de errores en forma digital por un canal limitado en banda (W) en función de la potencia.

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.44)$$

donde S es la potencia promedio de la señal y $N = \sigma^2$ es la variancia del ruido aditivo.

La máxima velocidad de transmisión de señales por el canal se conoce como capacidad del canal (C).

La ecuación de Shannon es una expresión hipotética que permite hacer la comparación entre la capacidad real y la capacidad hipotética del sistema PCM.

Sea una señal analógica de B Hz de ancho de banda, la cual es muestreada a la velocidad de Nyquist mínima ($2B$ --- muestras/seg.), para una transmisión binaria:

$$M = 2^n, \quad n = \log_2 M \text{ (pulsos binarios/muestra)}$$

donde M es el número de niveles de cuantización, n es el número de pulsos binarios que representan cada muestra. Así, la velocidad de transmisión de información es,

$$C = 2Bn = 2B \log_2 M \text{ bits/seg.}$$

El canal de transmisión debe proporcionar al menos esta capacidad de transmisión.

Generalizando, si $M = m^n$, $C = 2 n B \log_2 m$ bits/seg. Suponiendo un ancho de banda del canal de transmisión W , por Nyquist se tiene que se pueden transmitir $2W$ símbolos/seg. por este canal, entonces: $2W = 2nB$ y finalmente,

$$\boxed{C = W \log_2 m^2 \text{ bits/seg.}} \quad (2.45)$$

Si se disponen de S watts de potencia promedio, con m niveles posibles igualmente probables de ser transmitidos y una separación de " a " unidades entre sí (espaciamiento uniforme), la potencia promedio se encuentra promediando todos los niveles posibles.

Los niveles transmitidos serán:

$$\pm \frac{a}{2} ; \pm \frac{3a}{2} ; \dots ; \pm (m-1) \frac{a}{2}$$

La potencia promedio estará dada por:

$$S = \frac{2}{m} \left[\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{3a}{2}\right)^2 + \dots + \left((m-1)\frac{a}{2}\right)^2 \right]$$
$$S = a^2 \frac{m^2 - 1}{12} \quad ; \quad m^2 = \frac{12 S}{a^2} + 1$$

Substituyendo en la ecuación

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{12 S}{a^2} \right) \quad (2.46)$$

Notese que para una capacidad dada, el ancho de banda W puede reducirse incrementando la potencia de la señal S . Esto resulta muy ineficiente ya que la potencia debe incrementarse exponencialmente para obtener una disminución lineal del ancho de banda.

La elección específica de a (espaciamiento de cada nivel) depende de la cercanía de la variancia del ruido σ^2 y la P_e considerada como tolerable. Es evidente que $a = K\sigma$; por lo tanto,

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{12 S}{K^2 N} \right) \quad (2.47)$$

$$N = \sigma^2 \text{ (potencia del ruido).}$$

La capacidad, entonces, esta limitada por el ruido y el ancho de banda.

Se nota de la ecuación (2.47) que el sistema PCM requiere $K^2/12$ veces la potencia de la señal óptimo de Shannon (ecuación 2.44) para la misma capacidad, ancho de banda

y potencia del ruido.

A modo de ejemplo supongase la $P_e = 10^{-5}$ usada comúnmente como parámetro de diseño, $A/\sigma = 9.2$ para la transmisión binaria.

$$K = A/\sigma = 9.2 ; \frac{K^2}{12} = 7$$

Por lo que un sistema PCM requiere 7 veces más potencia que el óptimo teórico para la misma capacidad del canal.

2.13 CODIFICACION.

Este proceso es efectuado por un codificador cuya función es asignar a cada pulso cuantizado un conjunto de pulsos, es decir, un código de identificación. Normalmente, se usa el código binario en donde a cada pulso de dicha representación se le llama bit. Concretamente, un pulso de $M = 2^n$ niveles se representa por n pulsos binarios.

Una señal cuantizada de tipo PAM de M niveles puede ser transmitida con $n = \log_2 M$ bits (figura 2.27).

A este sistema de transmisión se le llama modulación por pulsos codificados (PCM). En la figura (2.28) se denota la característica distintiva de un sistema PCM. En ella se aprecia la señal $m(t)$, su valor muestreado, el nivel correspondiente a dicho valor muestreado así como su número de código y su respectiva representación binaria.

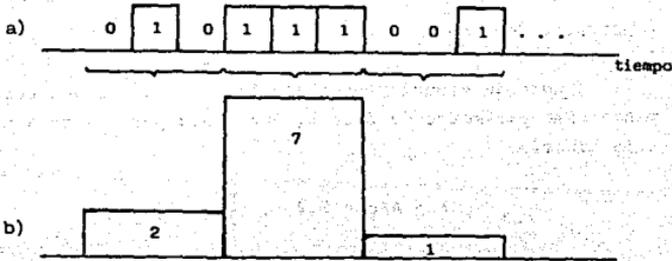


Fig. (2.27) (a) pulsos cuantizados (b) representación equivalente en bits de los pulsos cuantizados en (a).

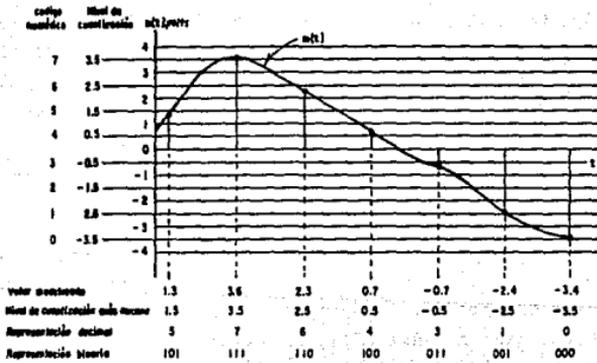


Fig. (2.28) Representación de la señal $m(t)$ sometida a la acción conjunta del muestreador, cuantizador y codificador.

A la combinación de un cuantizador y codificador se denomina convertidor analógico-digital (A/D). En suma, un convertidor (A/D) acepta a la entrada una señal y reemplaza a ésta con una sucesión de símbolos codificados.

La codificación de los niveles cuantizados emplea la conversión usual entre decimales y binarios. Analizando brevemente la aritmética binaria, se tiene que el sistema cuenta con solo dos dígitos, "0" y "1", y que un número N cualquiera puede ser representado por:

$$N = \dots + k_2 2^2 + k_1 2^1 + k_0 2^0$$

donde k puede tomar cualquiera de los dos valores posibles (0 ó 1). Uno de los problemas presentes en la conversión de decimal a binario es que al cambiar de un dígito decimal al siguiente, el código binario se modifica en varios dígitos aumentando la susceptibilidad de error durante la conversión de A/D. Por ejemplo, al cambiar del 3 al 4 se modifican 3 dígitos binarios. La solución es emplear un código que solo cambie un dígito cada vez que el código decimal se modifique de un nivel a otro. En la tabla (2.3) se muestra el código Grey como una respuesta al problema planteado.

El ruido, ya sea blanco o de intermodulación, provoca errores en la transmisión de caracteres. Ambos tipos de ruido pueden afectar desde un solo bit de una palabra, hasta un conjunto de palabras.

Dependiendo de el tipo de mensaje transmitido es el número de errores tolerables en el sistema, por ejemplo, si

Tabla (2.3)

Dígito	Código Binario			Código Grey		
	b_1	b_2	b_3	g_1	g_2	g_3
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	0	0	1	1
3	0	1	1	0	1	0
4	1	0	0	1	1	0
5	1	0	1	1	1	1
6	1	1	0	1	0	1
7	1	1	1	1	0	0

se transmite un texto, al ser leído, la persona corregirá mentalmente los errores introducidos en tal mensaje. Esto sucede siempre y cuando el número de errores permita la coherencia del texto.

Cuando se trata de sistemas de telemetría y en la transmisión de datos estadísticos, los errores pueden ser ignorados. No obstante, los efectos no son los mismos cuando se envían datos financieros o se entrelazan dos computadoras. Por tal motivo, es importante detectar los errores y en el mejor de los casos corregirlos.

Básicamente, existen dos técnicas en la corrección de errores; la primera es actuar sobre los errores corrigiendo los; la segunda es pedir una retransmisión. La elección de cualquiera de las técnicas depende de las circunstancias, por ejemplo, la corrección de errores por retransmisión es

un método eficiente cuando los errores ocurren en forma poco frecuente.

La corrección de errores usa códigos ideados para -- que, hasta cierto punto, corrigan ellos mismos el error. -- Tales códigos incrementan grandemente la redundancia. Existen códigos correctores que incorporan una generalización de chequeo de paridad en más de una dimensión.

Los codificadores utilizan un código preestablecido. Fundamentalmente, existen dos tipos de códigos; los códigos de bloque y los códigos de árbol.

2.13.1 CODIGOS DE BLOQUE.

El codificador rompe la secuencia continua de dígitos de información en bloques de k símbolos independientes. Si los mensajes son de distancia fija se les llama códigos de bloques homogéneos; en caso de efectuar la división de bloques en distancias variables, se denominan códigos heterogéneos.

2.13.2 CODIGOS DE ARBOL.

Opera sobre secuencias de información sin romperla en bloques independientes. Como un subconjunto de este tipo de códigos se tienen los códigos convolucionales continuos, los cuales introducen una redundancia en forma continua dentro del flujo útil de información.

Existen tres problemas básicos en la codificación que determinan la elección del código a utilizar: habilidad pa-

ra corregir errores, facilidad en la codificación y una rápida decisión en el detector.

Se efectúa mayor investigación en los códigos tipo -- bloque ya que se encuentran relacionados a estructuras matemáticas más entendibles.

La longitud del código binario involucra la cantidad de información a transmitir. Se sabe que el número de caracteres distintivos de información está dado por $m = 2^n$. Por ejemplo, para un código con 5 bits o elementos de información se tienen $2^5 = 32$ caracteres disponibles.

Muchos códigos detectores de error se basan en el conocimiento de la paridad. La paridad de un carácter o palabra binaria se dice que es par cuando incluye un número par de "unos" y será impar cuando el número de "unos" sea impar. Para la detección de errores por chequeo de paridad, por ejemplo, se divide el mensaje en grupos de k dígitos y se adiciona un dígito de chequeo por cada grupo, por lo que cada palabra de $(k + 1)$ dígitos tiene la misma paridad, ya sea par o impar. El dígito de chequeo se relaciona con los del mensaje por:

$$c = m_1 \oplus m_2 \oplus m_3 \oplus \dots \oplus m_k$$

en donde el signo \oplus indica la operación adición en el sistema aritmético binario, esto es:

$$0 \oplus 0 = 0$$

$$0 \oplus 1 = 1$$

$$1 \oplus 0 = 1$$

$$1 \oplus 1 = 0$$

además, no existe diferencia entre la suma y la resta, por lo tanto:

$$m_1 \oplus m_2 \oplus m_3 \dots \oplus m_k \oplus c = 0$$

Como ejemplo, supongase que se desea transmitir una palabra con paridad impar,

1 0 1 1 0 1 palabra a transmitir.

1 0 1 1 0 1 1 palabra codificada con paridad impar.

↑
bit agregado para lograr la paridad deseada.

Si se recibe una palabra con paridad par, es evidente que hay un error ó un número de errores impar en la palabra recibida. No obstante, si la paridad es impar no se asegura que la palabra recibida este exenta de errores.

Los errores aislados en un bloque también pueden ser detectados por un código de relación M fuera de N . Un ejemplo común es el de 3 fuera de 7. Como se sabe, un código de 7 unidades tendrá 2^7 caracteres de secuencia distintas - por lo que al emplear un código de relación 3 fuera de 7 solo se permitirán las secuencias que tengan 4 ceros y 3 unos. Cualquier error solo cambiará la relación. Esto se analiza

en el siguiente ejemplo:

Transmisión (palabra correcta) 0101001 4 ceros y 3 unos

Recepción (palabra recibida) 0111001 3 ceros y 4 unos

↑
error

Notese que la secuencia recibida es un caracter no definido, ya que contiene 3 ceros y 4 unos por lo tanto hay un error. Similarmente, se detecta un error cuando un cero reemplaza a un 1. En el caso de 2 o más errores puede no resultar ésto.

La pérdida de eficiencia es considerable ya que el número admisible de palabras de 7 elementos es reducido de 128 a 35.

En los códigos de bloques de comprobación de paridad se agrega a cada bloque de k bits de datos, r bits adicionales de comprobación de paridad que se determinan por medio de operaciones lineales de los k bits de datos.

Normalmente se dice que son códigos (n,k) en donde n es el número total de bits de una palabra del código y k el tamaño original del bloque por lo tanto, el codificador recibe a la entrada un bloque de k bits y a la salida produce un bloque de n bits, esto es:

$$n = k + r \quad (2.48)$$

La eficiencia de un código esta dada por la relación k/n . Los códigos largos con un número de bits de comprobación de paridad grande tienen un mejor rendimiento en cuanto a capacidad de corrección de errores, pero presentan -- ciertas desventajas; cuando r se incrementa, el ancho de banda requerido aumenta, en consecuencia, la eficiencia k/n también disminuye, además son difíciles y costosos de construir.

La capacidad de corrección de errores en los códigos está dada por la distancia de Hamming. Dicha distancia indica la diferencia entre el número de posiciones entre 2 palabras cualesquiera. La distancia de Hamming esta dada por,

$$d \geq 2t + 1 \quad \text{ó} \quad t = \frac{d - 1}{2} \quad (2.49)$$

donde t = número de errores.

Para que un código sea capaz de corregir un error, debe tener una distancia de Hamming mínima de:

$$d \geq 2(1) + 1$$

$$d \geq 3$$

Supongamos un código (7,4) para esquematizar el significado de la distancia de Hamming,

0 0 0 0 0 0 0 0 1a fila
0 0 1 1 1 1 1 1 n = k + r
0 1 0 0 1 1 0 1 n = 7
0 1 1 1 0 0 1 1
1 0 0 1 1 0 0 0 5a fila k = 4
1 0 1 0 0 1 1 1 r = 3
1 1 0 1 0 1 0
1 1 1 0 1 0 1

Comparando la 1ª y la 5ª fila se observa que difieren en tres posiciones, en realidad tal comparación se puede efectuar entre dos palabras cualesquiera.

Los valores de k y n necesarios para que un código corrija al menos t errores está dado por la desigualdad de Hamming:

$$2^{n-k} \geq \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \quad (2.50)$$

para $t = 1$ y $n = k + r$:

$$2^r - (r + 1) \geq k$$

para el ejemplo del código (7,4)

$$2^3 - (3 + 1) \geq 4$$

$$5 \geq 4$$

por lo tanto, tal código es capaz de corregir un error.

En la actualidad se ha normalizado el uso del código ASCII (The American Standard Code for Information Interchange) el cual consta de 7 elementos por carácter ó 2⁷ = 128 combinaciones distintivas de marcas y espacios que están disponibles para asignar caracteres gráficos o de control. En la figura (2.29) se muestra el código ASCII.

Bits		Column													
b ₇	b ₆	b ₅	b ₄	b ₃	b ₂	b ₁	b ₀	0	1	2	3	4	5	6	7
↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	0	0	0	NUL	DLE	SP	0	@	P	'	p
0	0	0	0	1	0	0	0	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
0	0	0	1	0	0	0	0	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
0	0	1	1	0	0	0	0	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
0	1	0	0	0	0	0	0	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
0	1	0	1	0	0	0	0	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
0	1	1	0	0	0	0	0	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
0	1	1	1	0	0	0	0	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
1	0	0	0	0	0	0	0	BS	CAN		8	H	X	h	x
1	0	0	1	0	0	0	0	HT	EM)	9	I	Y	i	y
1	0	1	0	0	0	0	0	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
1	0	1	1	0	0	0	0	VT	ESC	+	:	K	[k	[
1	1	0	0	0	0	0	0	FF	FS	.	<	L	\	l	.
1	1	0	1	0	0	0	0	CR	GS	-	=	M]	m]
1	1	1	0	0	0	0	0	SO	RS	..	>	N	^	n	-
1	1	1	1	0	0	0	0	SI	US	/	?	O	_	o	DEL

Fig. (2.29) Código ASCII.

Los 128 caracteres son divididos en dos grupos de 64. Uno de los grupos es asignado para manejar un conjunto de caracteres gráficos. El segundo grupo de 64 es asignado para caracteres de control. Estos caracteres tienen funcio-

nes tales como indicar el fin del mensaje, el inicio, sincronía, operar una impresora, etc.

Un octavo bit es adicionado a cada caracter para el chequeo de paridad.

Otro código de uso común es el EBCDIC (Extended Binary Coded Decimal Interchange Code). Este código está basado en un formato decimal de codificación binaria el cual difiere del código ASCII en varios aspectos. El código EBCDIC usa los 8 bits de información, por lo que el bit de paridad no está disponible.

0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1			
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1			
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1			
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1			
0	0	0	0	NUL	SOH	STX	ETX	PF	HT	LC	DEL		SMM	VT	FF	CR	SO	SI	
0	0	0	1	DLE	DC1	DC2	DC3	RES	NL	BS	IL	CAN	EM	CC	CU1	FS	GS	RS	US
0	0	1	0	DS	SOS	FS		BYP	LF	EOB	PRE			SM	CU2		ENO	ACK	REL
0	0	1	1					PN	RS	UC	EOT				CU3	DC4	NAK		SUB
0	1	0	0	SPACE										E	<	I	+	/	
0	1	0	1	b										f	*	!	-	--	
0	1	1	0											^	.	%	-	>	?
0	1	1	1											~	@	"	#	"	"
1	0	0	0	a	b	c	d	e	f	g	h	i							
1	0	0	1	j	k	l	m	n	o	p	q	r							
1	0	1	0	s	t	u	v	w	x	y	z								
1	0	1	1																
1	1	0	0	A	B	C	D	E	F	G	H	I							
1	1	0	1	J	K	L	M	N	O	P	Q	R							
1	1	1	0	S	T	U	V	W	X	Y	Z								
1	1	1	1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9						

Fig. (2.30) Código EBCDIC.

2.14. VELOCIDADES BINARIAS DE LA JERARQUIA DIGITAL.

Un sistema de transmisión digital PCM es representado en base a jerarquías. Esto consiste en fijar los valores de velocidad binarios en sistemas multiplex digitales.

Se han establecido velocidades binarias jerárquicas tomando en cuenta diversos factores relacionados con los servicios, los medios de transmisión y la red, éstos son:

- Método adecuado de codificación de las señales analógicas.
- Velocidades binarias de las señales digitales de origen.
- Uso de los medios de transmisión disponibles.
- Modularidad y flexibilidad en el agrupamiento y en-caminamiento de grupos de señales de origen.
- Compatibilidad con sistemas multiplex analógicos.

Un multiplexor digital basado en los sistemas PCM, en la práctica, agrupa 30 canales a una velocidad de 8448 -- kbits/seg (sistema europeo), mientras que uno de 24 canales da una velocidad de 6312 kbits/seg (sistema americano). Es tos sistemas primarios son usados para aplicaciones en dis tancias cortas. En distancias medianas y largas, donde es indispensable una gran capacidad de canales, es más económico y práctico el agrupamiento de varios sistemas PCM en

una línea común de transmisión, que usar varios sistemas primarios independientes.

La figura (2.31) muestra la diferencia en la estructura de "tramas" entre los sistemas americano y europeo para señales de voz en PCM multiplexadas.

El objetivo fundamental de un multiplexor digital es combinar un número de agrupaciones de pulsos entrantes (tributarios), de menor velocidad, en una salida de pulsos con un flujo mayor y que contenga la suma de los flujos tributarios.

La tabla (2.4) muestra las velocidades binarias jerárquicas a utilizar en redes digitales tomando como base una velocidad binaria de orden uno de 1544 kbits/seg - 2048 kbits/seg.

Tabla (2.4) Velocidades binarias jerárquicas para redes digitales.

Nivel Jerárquico		Tasas de Transmisión Mbits/seg.		Número de Canales de voz	
E.U.A.	Europa	E.U.A.	Europa	E.U.A.	Europa
T-0	0	0.064	0.064	1	1
T-1	1	1.544	2.048	24	32
T-2	2	6.312	8.448	96	120
T-3	3	44.736	54.368	672	480
T-4	4	274.176	139.264	4032	1920
T-5	5	—	565.148		7680

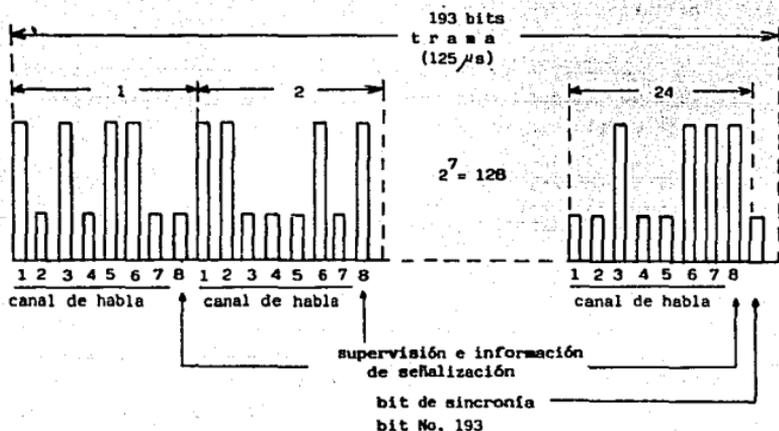


Fig. (2.31b) Multiplexaje de señales de voz PCM. - Sistema Americano de 24 canales.

En Estados Unidos de América, el sistema T1 consta de 24 canales de habla codificados usando técnicas PCM y TDM. Cada trama contiene 24 muestras de 8 bits cada una (ver figura 2.31 b). 7 bits son muestras codificadas, el octavo bit forma parte de un flujo de bits conteniendo información de señalización de la red e información de supervisión.

Cada trama tiene un total de 193 bits (24 canales x 8 bits/canal) y ya que se estructuran 8000 tramas/seg, un sis

tema T1 opera a 193 bits/trama x 8000 tramas/seg = 1544 000 bits/seg.

El bit número 193 (193th bit), es agregado y utilizado con el fin de establecer y mantener sincronía.

Para el sistema europeo, cada trama contiene 32 muestras de 8 bits cada una (ver figura 2.31 a), lo que hace un total de 256 bits/trama (32 canales x 8 bits/canal). Por lo que un sistema de orden uno de 32 canales opera a:

$$800 \text{ tramas/seg} \times 256 \text{ bits/trama} = 2048 \text{ bits/seg.}$$

En un sistema de segundo orden son combinados 4 sistemas PCM de orden uno en una señal común digital. Los 2 tipos de sistemas PCM de orden uno estandarizados, dan lugar a 2 multiplexores digitales con diferentes velocidades (figura 2.32).

Las tasas de transmisión no son exactamente el cuádruple de la inmediata inferior considerada, esto se debe a que se insertan bits requeridos para estructurar la trama - del siguiente orden jerárquico.

La figura (2.33) muestra la jerarquización de un sistema digital basado en un sistema PCM de 30 canales. Nótese que las facilidades de transmisión no son solo para señales de habla en PCM, sino también para datos, videteléfono, televisión y grupos de FDM.

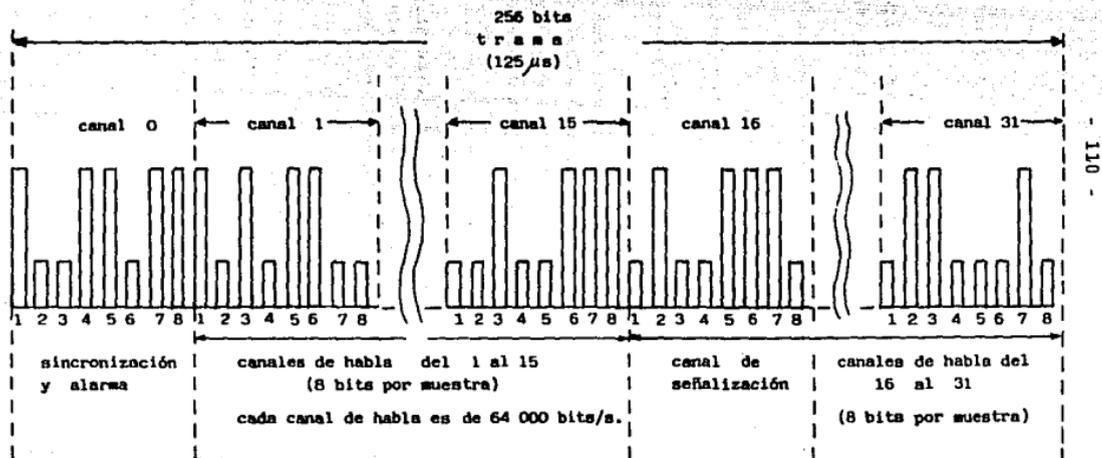


Fig. (2.31a) Multiplexaje de señales de voz PCM, Sistema Europeo de 32 canales.

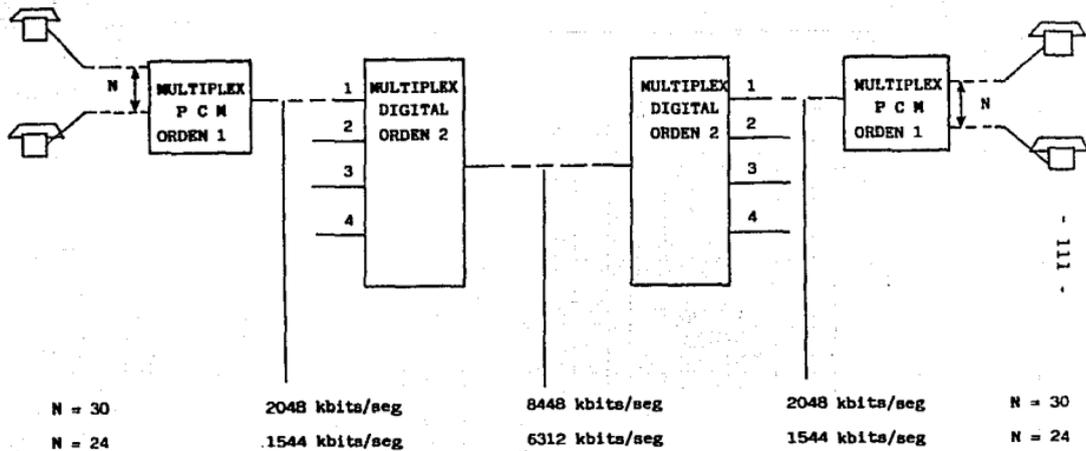


Fig. (2.32)

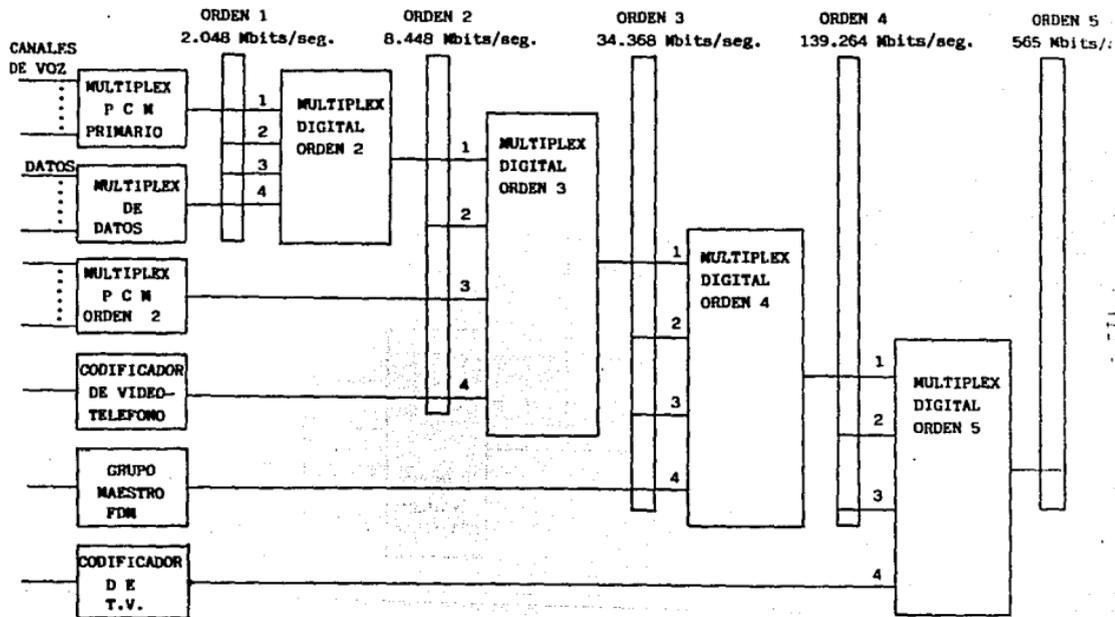


Fig. (2.33) Jerarquización de un sistema PCM de 30 canales.

CAPITULO 3

LINEAS DE TRANSMISION

CAPITULO 3

LINEAS DE TRANSMISION

3.1 PARAMETROS PRIMARIOS DE UNA LINEA DE TRANSMISION.

Una línea de transmisión es una red pasiva compuesta por combinaciones de resistencia (R), inductancia (L), capacitancia (C) y conductancia (G).

El análisis de una línea de transmisión se lleva a cabo por medio de su circuito equivalente el cual muestra a R, L, C y G como parámetros distribuidos. Esto se debe a que la línea se comporta como un elemento de circuito para ciertas longitudes de onda y de que los campos electromagnéticos y por supuesto los voltajes y corrientes tienen un tiempo finito de propagación. Las constantes distribuidas (R, L, C y G) se conocen como parámetros primarios de una línea de transmisión.

En dicho análisis, se llevan a cabo dos consideraciones fundamentales, la primera es que la longitud l de cada subsección del circuito debe ser mucho más pequeña que la longitud de onda de la frecuencia aplicada para que cada subsección estén bien definidos. La segunda consideración, es que la frecuencia debe ser suficientemente baja y/o la conductividad suficientemente alta para que las pérdidas en serie sean pequeñas.

3.1.1 RESISTENCIA (R).

Un voltaje es aplicado a dos conductores de tal forma que una corriente I fluye en el conductor superior y una corriente igual fluye en el conductor inferior pero con dirección opuesta con respecto a la del conductor superior. Esto se muestra en la figura (3.1).

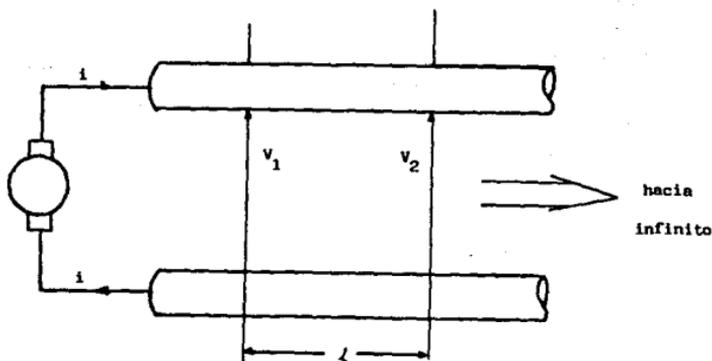


Fig. (3.1) Línea de transmisión de longitud infinita formada por dos conductores paralelos

Si los conductores tienen resistencia en serie, el voltaje V_1 a la entrada de la pequeña subsección será mayor que el voltaje V_2 a la salida de este como resultado de la

caída IR a través de los conductores. Así, la pequeña subsección debe tener componentes de resistencias en serie en el circuito equivalente. Este parámetro R es una consecuencia de la imperfección del material con el cual está construida la línea (la conductividad σ es muy grande mas no infinita).

3.1.2 CAPACITANCIA (C).

Si el voltaje a través de la línea no varía con el tiempo se intuye que tal voltaje puede ser soportado solamente por un campo eléctrico estático, por lo que:

$$v = \int E \cdot dl \quad (3.1)$$

La presencia de un campo eléctrico indica que hay cargas libres y de polaridad opuesta en los dos conductores como se muestra en la figura (3.2).

Las cargas libres acompañadas por un voltaje representan un capacitor $C = q/V$. Esto se debe a que entre ambos conductores existe un dieléctrico, así, el circuito equivalente para la pequeña subsección debe contener una componente capacitiva.

3.1.3 INDUCTANCIA (L).

También habrá un campo o flujo magnético como resultado de una corriente de flujo dada por la ley de Ampere o

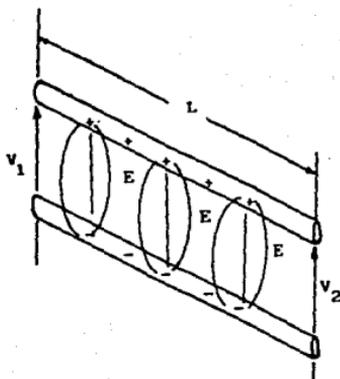


Fig. (3.2) Campo eléctrico y carga en una subsección de línea para un voltaje aplicado.

o ley de Biot-Savart. Estas leyes son respectivamente:

$$dB = \frac{\mu I dt \times r}{4\pi r^3} ; \oint H \cdot dt = I \quad (3.2)$$

donde las unidades son, B en Wb/m², dt y r en metros, I en amperes, H en amperes/metro y $\mu = 4 \times 10^{-7}$ Henry/m en el vacío.

El campo magnético asociado con la corriente en los dos conductores paralelos se muestra en la figura (3.3).

Si este flujo magnético alrededor de los dos conductores varían con el tiempo, los voltajes (V₁) de entrada y

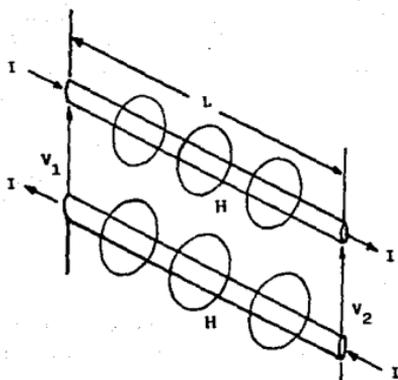


Fig. (3.3) Campo magnético en una subsección de línea para una corriente aplicada.

(V_2) de salida de cada subsección diferirán no solamente - por la caída de resistencia descrita anteriormente sino que también por el voltaje inducido dado por la ley de Faraday:

$$V_1 - V_2 = \frac{d\phi}{dt} \quad (3.3)$$

donde ϕ es el flujo total dentro de cada subsección. Este efecto permite identificar una inductancia:

$$V = L \frac{di}{dt} = V_1 - V_2 \quad (3.4)$$

De esta manera, el circuito equivalente debe contener una componente inductiva para cada subsección de la línea.

3.1:4 CONDUCTANCIA (G).

Esta componente esta relacionada con cualquier corriente que fluye a través del aislante (dieléctrico) entre los conductores. Generalmente, la conducción a través de aislantes comunes usados en líneas de transmisión es muy pequeña y puede ser despreciada, especialmente en bajas frecuencias. Para altas frecuencias, todos los aislantes, normalmente, tienen pérdidas grandes que deben ser consideradas. Este parámetro primario es resultado de las imperfecciones del material dieléctrico y también es incluido en el circuito equivalente.

Los parámetros primarios de una línea de transmisión están dados en por unidad de longitud, estos son; Resistencia, ohms/m; Inductancia, henry/m; Capacitancia, faraday/m; Conductancia, mhos/m.

3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE.

La figura (3.4) muestra el circuito equivalente de una línea de transmisión. Note que la inductancia (L) y resistencia (R) son componentes longitudinales mientras que la capacitancia (C) y la conductancia (G) transversales en cada subsección que en su conjunto constituyen tal línea de transmisión.

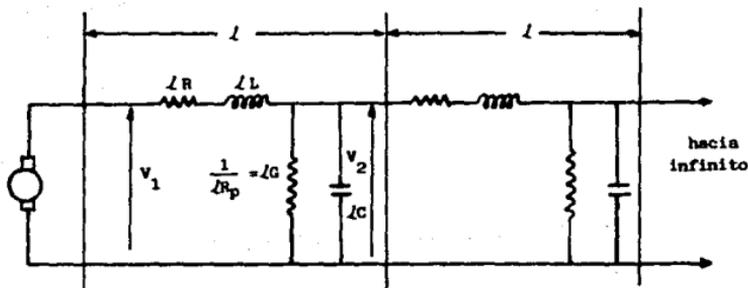


Fig. (3.4) Circuito equivalente de una línea de transmisión.

3.3 ECUACIONES DE LINEA DE VOLTAJE (V) Y CORRIENTE (I) EN FORMA DIFERENCIAL PARA EXCITACION SENOIDAL.

Las ecuaciones de línea se obtienen a partir de un análisis sencillo en corriente alterna del circuito equivalente de la figura (3.4) y considerando que la sección de longitud l se aproxima a una sección incremental de longitud aproximadamente cero.

La figura (3.5) muestra el circuito equivalente con notaciones de voltaje y corriente en algunos puntos localizados en $x + \Delta x$ a lo largo de la línea. La resistencia (R), inductancia (L), conductancia (G) y capacitancia (C) toman valores por unidad de longitud, es decir, ohms/m, henry/m, mhos/m y faraday/m respectivamente.

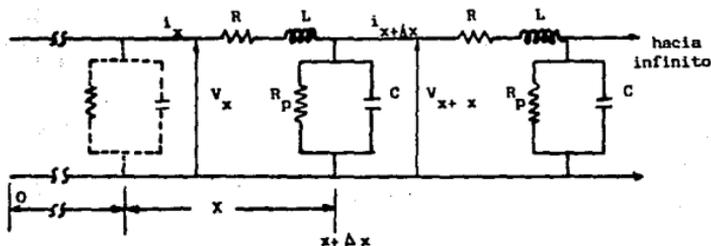


Fig. (3.5) Circuito equivalente incremental de una línea de transmisión de longitud infinita.

En cualquier punto x en la línea, la variación de voltaje es:

$$V_x = V_0 e^{j\omega t} \quad (3.5)$$

Aplicando leyes de Kirchoff en la primera malla de la figura (3.5) se obtiene:

$$V_x = i_x R \Delta x + i_x j\omega L \Delta x + V_{x+\Delta x}$$

$$V_{x+\Delta x} - V_x = -i_x (R + j\omega L) \Delta x \quad (3.6)$$

La resistencia (R) y la inductancia (L) se multiplican por Δx para obtener la resistencia e inductancia del circuito. Además,

$$i_x - i_{x+\Delta x} = \frac{V_{x+\Delta x}}{R_p \Delta x} + \frac{V_{x+\Delta x}}{1/(j\omega C \Delta x)} \quad (3.7)$$

$1/R_p = G$ es la conductancia por unidad de longitud.

Factorizando la ecuación (3.7) se tiene:

$$i_{x+\Delta x} - i_x = -V_{x+\Delta x} (G + j\omega C) \Delta x \quad (3.8)$$

La conductancia (G) y la capacitancia (C) están en por unidades de longitud (mhos/m y faraday/m respectivamente) por lo que se multiplican por Δx para obtener los valores de conductancia y capacitancia.

En la ecuación (3.6), $V_{x+\Delta x} - V_x$ expresa la caída de voltaje incremental a lo largo de la línea referida como ΔV_x . Dividiendo la ecuación (3.6) y (3.8) por Δx ,

$$\frac{\Delta V_x}{\Delta x} = -i_x (R + j\omega L) \quad (3.9)$$

$$\frac{\Delta i_x}{\Delta x} = -V_{x+\Delta x} (G + j\omega C) \quad (3.10)$$

Si la distancia incremental Δx tiende a cero, el voltaje incremental o la corriente variable por distancia incremental se convierte en derivada. Así, se tiene:

$$\frac{dv_x}{dx} = - (R + j\omega L) i_x \quad (3.11)$$

$$\frac{di_x}{dx} = - (G + j\omega C) v_x \quad (3.12)$$

Las ecuaciones (3.11) y (3.12) son fundamentales para una línea de transmisión uniforme. Todos los parámetros son en por unidad de longitud.

Resolviendo una ecuación en términos del voltaje, es decir, derivando la ecuación (3.11) con respecto a x ,

$$\frac{d^2v_x}{dx^2} = - (R + j\omega L) \frac{di_x}{dx} \quad (3.13)$$

substituyendo la ecuación (3.12) en (3.13),

$$\begin{aligned} \frac{d^2v_x}{dx^2} &= (R + j\omega L) (G + j\omega C) v_x \\ \frac{d^2v_x}{dx^2} &= \gamma^2 v_x \end{aligned} \quad (3.14)$$

que es una ecuación diferencial no homogénea, análogamente, se obtiene una ecuación en términos de la corriente, esto es,

$$\frac{d^2 i_x}{dx^2} = (R + j\omega L) (G + j\omega C) i_x$$

$$\frac{d^2 i_x}{dx^2} = \gamma^2 i_x \quad (3.15)$$

$$\text{donde } \gamma^2 = (R + j\omega L) (G + j\omega C) \quad (3.16)$$

La solución de la ecuación (3.14) esta dada por:

$$V_x = V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x} \quad (3.17)$$

V_A y V_B son constantes a determinar por las condiciones -- frontera a la entrada (V_A) y salida (V_B) de la lfnea. Dichas constantes están dadas por:

$$V_A = \frac{V_s}{2} \quad (3.18)$$

$$V_B = -\frac{V_s}{2} e^{-2\gamma l} \left(\frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \right) \quad (3.19)$$

V_s es el voltaje de la fuente, V_A y V_B son las amplitudes -- de las ondas, V_A viajando en sentido positivo (hacia la carga) y la otra en sentido negativo (hacia el generador). De manera similar, la solución de la ecuación (3.15) es:

$$i_x = I_A e^{-\gamma x} + I_B e^{\gamma x} \quad (3.20)$$

donde I_A e I_B también se determinan por las condiciones -- frontera. I_A e I_B son las amplitudes de corriente de las ondas, I_A viajando en sentido positivo (hacia la carga e I_B

en sentido negativo (hacia el generador) I_A e I_B están relacionadas con V_A y V_B por:

$$I_A = \frac{V_A}{\sqrt{Z/Y}} \quad (3.21)$$

$$I_B = \frac{-V_B}{\sqrt{Z/Y}} \quad (3.22)$$

donde $Z = R + j\omega L$ y $Y = G + j\omega C$. Ambas ecuaciones se obtienen considerando las ecuaciones

Representando la variación en forma explícita:

$$V_x = e^{j\omega t} (V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x}) \quad (3.23)$$

$$I_x = \frac{e^{j\omega t}}{\sqrt{Z/Y}} (V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x}) \quad (3.24)$$

Las ecuaciones (3.23) y (3.24) son las ecuaciones fundamentales y generales de una línea de transmisión uniforme con excitación senoidal y describen el comportamiento general de el voltaje y corriente en una línea de transmisión con pérdidas. Dentro de estas ecuaciones se encuentran incluidos conceptos de ondas viajeras, ondas estacionarias, corrimientos de fase y/o velocidad de propagación, atenuación y coeficiente de reflexión e impedancia característica.

Los términos con exponente positivo en x , esto es, $V_B e^{\gamma x}$ representa una onda viajando en la dirección negativa mientras que los términos de exponente negativo en x representan una onda desplazándose en la dirección positiva.

Ecuaciones de línea de transmisión para una línea uniforme con excitación general. Para cualquier tipo de excitación usando una línea uniforme, las ecuaciones diferenciales fundamentales son:

$$\frac{\partial V_x}{\partial x} = -Ri_x - L \frac{\partial i_x}{\partial t} \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial i_x}{\partial x} = -GV_x - C \frac{\partial V_x}{\partial t} \quad (3.26)$$

Se utilizan derivadas parciales ya que las incógnitas son funciones de x y t .

Para obtener la ecuación (3.25) en términos de V_x , únicamente es necesario obtener la derivada parcial de la ecuación (3.26) con respecto a t .

$$\frac{\partial^2 V_x}{\partial x^2} = -R \frac{\partial i_x}{\partial x} - L \frac{\partial^2 i_x}{\partial t \partial x} \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial^2 i_x}{\partial x \partial t} = -G \frac{\partial V_x}{\partial t} - C \frac{\partial^2 V_x}{\partial x^2} \quad (3.28)$$

El primer y segundo término del lado derecho de la ecuación (3.27) están dados por las ecuaciones (3.26) y (3.28) respectivamente. Efectuando dichas sustituciones,

$$\frac{\partial^2 V_x}{\partial x^2} = RGV_x + (RC + LG) \frac{\partial V_x}{\partial t} - LC \frac{\partial^2 V_x}{\partial t^2} \quad (3.29)$$

procediendo en forma similar para la ecuación de corriente:

$$\frac{\partial^2 i_x}{\partial x^2} = R G i_x + (R C + L G) \frac{\partial i_x}{\partial t} + L C \frac{\partial^2 i_x}{\partial t^2} \quad (3.30)$$

Las ecuaciones (3.29) y (3.30) son las ecuaciones de línea de transmisión más generales. Notese que estas ecuaciones incluyen pérdidas (resistencia R y conductancia G) - por lo que es más complicada. En la mayoría de los casos de interés práctico, las pérdidas en la línea se hacen muy pequeñas por lo que en la primera aproximación pueden ser despreciadas.

Así la resistencia y la conductancia son cero ($R = G = 0$) las ecuaciones (3.29) y (3.30) se simplifican:

$$\frac{\partial^2 v_x}{\partial x^2} = - L C \frac{\partial^2 v_x}{\partial t^2} \quad (3.31)$$

$$\frac{\partial^2 i_x}{\partial x^2} = L C \frac{\partial^2 i_x}{\partial t^2} \quad (3.32)$$

estas ecuaciones son conocidas como las ecuaciones de onda.

3.4 CONSTANTE DE PROPAGACION PARA UNA LINEA UNIFORME.

La constante de propagación γ está dada por la ecuación (3.16) y consta de una parte real y una parte imaginaria,

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.33)$$

3.4.1 CONSTANTE DE FASE (β).

La constante de fase es una medida de el corrimiento de fase o desfaseamiento entre V_x y $V_{x+\Delta x}$, es decir, es el valor de el corrimiento de fase introducido por cada subsección de la línea. El desfaseamiento por unidad de longitud de una línea uniforme es un valor determinado por las características físicas de la línea por lo que es independiente de la posición sobre la línea.

Para obtener la constante de fase se considera que la línea de transmisión es infinita, por lo que $V_B = 0$ (voltaje a la salida de la línea) y que la longitud de la línea tiene valores comprendidos entre $x = 0$ y $x = l$. Si $x = 0$, en la ecuación (3.19), $V_0 = V_A$, (voltaje a la entrada de la línea) mientras que en $x = l$:

$$V_l = V_A e^{-\gamma l} \quad (3.34)$$

ambas cantidades (V_0 , V_l) son vectoriales y su diferencia de fase esta determinada por:

$$\frac{V_0}{V_l} = \frac{1}{e^{-\gamma l}} = e^{\gamma l} \quad (3.35)$$

Dado que γ es una cantidad compleja, el corrimiento de fase esta dado por la parte imaginaria. La constante de fase es, de esta manera:

la ecuación (3.40). Esto es,

$$\gamma = \frac{R}{2\sqrt{L/C}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} + j\omega\sqrt{LC} \left(1 + \frac{R}{8\omega^2 L^2} + \frac{G}{8\omega^2 C^2} - \frac{RG}{4\omega^2 LC} \right) \quad (3.41)$$

La parte real de la ecuación (3.41) representa la atenuación y la parte imaginaria la constante de fase.

$$\alpha = \frac{R}{2\sqrt{L/C}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.42)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \left(1 + \frac{R^2}{8\omega^2 L^2} + \frac{G^2}{8\omega^2 C^2} - \frac{RG}{4\omega^2 LC} \right)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} + \left(\frac{R}{2\sqrt{L/C}} \right) \frac{R}{4\omega L} + \frac{G}{2} \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{G}{4\omega C} - \frac{RG}{4\omega\sqrt{LC}} \quad (3.43)$$

Los términos que aparecen dentro del paréntesis en la ecuación (3.43) son los términos de atenuación de la ecuación (3.42).

Dado que las pérdidas son muy pequeñas, se dice que estas tienen un efecto de segundo orden en la constante de fase.

3.6 IMPEDANCIA CARACTERISTICA (Z_0).

La impedancia en un punto x en una línea es igual a la razón voltaje-corriente en ese punto. Dicha razón puede

3.5 CONSTANTE DE PROPAGACION PARA UNA LINEA CON PEQUERAS PERDIDAS EN SERIE Y EN PARALELO ($R \neq 0$, $G \neq 0$).

En este caso el problema se incrementa debido a que los términos dentro de el radical de la ecuación (3.16) no pueden ser separados en parte real e imaginaria con expresiones evaluadas en forma cerrada, no obstante, si las pérdidas son pequeñas, las expresiones se simplifican.

Desarrollando la ecuación (3.16), se tiene:

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.16) \\
 &= \left[RG - \omega^2 LC + j\omega(GL + RC) \right]^{1/2} \\
 &= \left\{ \omega^2 LC \left[\frac{RG}{\omega^2 LC} + 1 + \frac{j\omega(GL + RC)}{\omega^2 LC} \right] \right\}^{1/2} \\
 &= (-\omega^2 LC)^{1/2} \left\{ 1 - \left(\frac{RG}{\omega^2 LC} + j\omega \left(\frac{G}{\omega^2 C} + \frac{R}{\omega^2 L} \right) \right) \right\}^{1/2}
 \end{aligned}$$

Se considera que las pérdidas son pequeñas pero no necesariamente despreciables, esto implica que $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$, usando la siguiente identidad:

$$(1 \pm v)^{1/2} = 1 \pm \frac{v}{2} - \frac{v^2}{8} \quad \text{para } v \ll 1 \quad (3.40)$$

por lo que γ puede ser aproximada por la identidad dada en

$$\beta = \text{Im} \frac{Y_1}{l} = \text{Im}(\gamma) \quad (3.36)$$

de la ecuación (3.16), se tiene que la constante de fase es

$$\beta = \text{Im} \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.37)$$

Los parámetros de la línea están en por unidad de longitud. Si se considera una línea con pérdidas despreciables ($R = G = 0$), la constante de fase es:

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (3.38)$$

con unidades de radianes por metro.

3.4.2 CONSTANTE DE ATENUACION (α).

La parte real de γ da la disminución de voltaje o corriente a lo largo de la línea. Dicha constante se denomina constante de atenuación (α) la cual está dada por la ecuación (3.39).

$$\alpha = \text{Re}(\gamma) \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.39)$$

La constante α se evalúa en por unidad de longitud. Para el caso en el cual la línea no tiene pérdidas, $\alpha = 0$ lo cual indica que el voltaje en cualquier punto a lo largo de la línea tiene la misma amplitud que cualquier otro punto pero se encuentran desfasados por una cantidad igual a la constante de fase total entre puntos.

obtenerse a partir de la solución general. De tal forma, la ecuación (3.11)

$$i_x = - \frac{1}{R + j\omega L} \frac{dv_x}{dx} \quad (3.44)$$

obteniendo $\frac{dv_x}{dx}$ de la ecuación

$$\frac{dv_x}{dx} = -\gamma V_A e^{-\gamma x} + \gamma V_B e^{\gamma x} \quad (3.45)$$

substituyendo (3.45) en (3.44) se tiene:

$$i_x = - \frac{\gamma}{R + j\omega L} (-V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x}) \quad (3.46)$$

La impedancia se define como la razón de voltaje a corriente en un punto dado, así, de las ecuaciones (3.17) y (3.44),

$$Z_0 = \frac{V_x}{i_x} = \frac{V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x}}{-V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x}} \frac{R + j\omega L}{-\gamma} \quad (3.47)$$

Considerando que la línea es infinitamente larga equi vale a decir que no existe onda propagándose en el sentido negativo de x (no hay onda reflejada en la línea), por lo tanto $V_B = 0$. Así, la ecuación (3.47) se reduce a:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.48)$$

Si en la línea se desprecian pérdidas ($R = G = 0$) se tiene que la impedancia característica es:

$$Z_0 = \frac{L}{C} \quad (3.49)$$

la cual es una resistencia pura, independiente de la frecuencia y cuyo valor depende de L y C.

3.7 PUNTOS DE DISCONTINUIDAD.

Considere una línea de transmisión de longitud infinita y sin pérdidas, su impedancia característica Z_0 toma un valor de $Z_0 = \sqrt{L/C}$ a cualquier frecuencia. La figura (3.6) muestra el circuito equivalente de tal línea. La sección B entrega potencia a la sección C sin que B note algún cambio (considerando las secciones B y C iguales), de esta manera, la sección C absorbe la potencia entregada por la sección B.

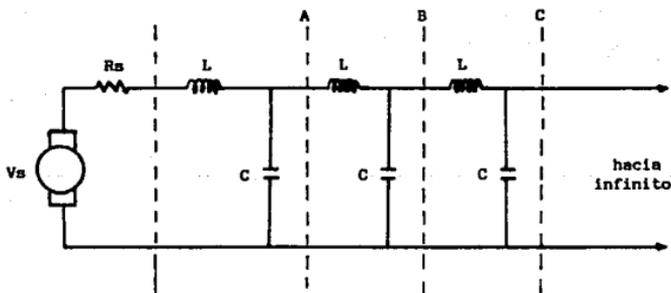


Fig. (3.6) Circuito equivalente de una línea de transmisión sin pérdidas.

Si tal línea es cortada en cualquier punto y terminada en una resistencia igual a la impedancia característica ($R_L = Z_0$), tal como se muestra en la figura (3.7); la línea aparentará una longitud infinita.

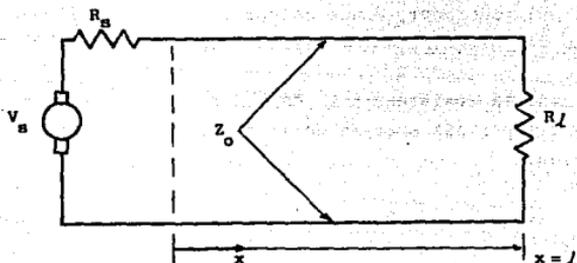


Fig. (3.7) Línea de transmisión con una resistencia de carga R_L .

La potencia consumida por esta carga es:

$$\frac{V_{rms}^2}{Z_0}$$

Suponiendo ahora que la carga resistiva R_L es cambiada por otra de valor diferente a la impedancia característica de la línea, la potencia disipada en la nueva resistencia R_L es:

$$\frac{V_{rms}^2}{R_L}$$

es decir, la potencia que disipa la carga (P_L) es diferente a la potencia o energía que la línea entrega a la carga (P). Si R_L es mayor que Z_0 , habrá energía extra disponibles en la carga y dado que esta no puede desaparecer, es reflejada hacia el generador, donde es consumida por la impedancia interna del mismo.

Si la resistencia R_L es menor que Z_0 , la carga intentará disipar más energía de la disponible provocando una reflexión.

Ambos casos ($R_L > Z_0$ y $R_L < Z_0$) de terminaciones impropias darán lugar a ondas viajeras cuya dirección de propagación será negativa (hacia el generador). La cantidad de potencia u onda reflejada en sentido negativo depende de la terminación de la línea (impedancia de carga Z_L) y puede ser un número complejo, es decir, cuenta como valores resistivos y reactivos ($Z_L = R_L + jX_L$).

Una línea terminada con una carga $Z_L = Z_0$, se dice que esta equilibrada; si la línea está terminada con una carga $Z_L \neq Z_0$ se dice que esta desequilibrada, provocando este tipo de cargas ($Z_L \neq Z_0$) ondas propagándose en dirección negativa.

En los casos extremos donde $Z_L = 0$ (corto circuito) o $Z_L = \infty$ (circuito abierto), toda la potencia que llega al extremo terminal de la línea es reflejada. Así, un desequilibrio de impedancias provoca un flujo de potencias en

ambos sentidos, es decir, existe un voltaje incidente y uno reflejado en forma simultánea por lo que el voltaje en cualquier punto de la línea es la suma de las dos componentes tomando en cuenta la fase de cada una.

3.8 LINEAS DE TRANSMISION SOMETIDAS A DISTINTAS CONDICIONES DE CARGA.

Corto circuito ($Z_L = 0$). En esta condición, el voltaje en el extremo terminal es cero, por lo que, la componente de voltaje incidente desaparece repentinamente. Esto solamente es posible si el voltaje reflejado es opuesto en fase y de la misma amplitud que el voltaje incidente.

La figura (3.8) muestra los vectores de voltaje y corriente incidente y reflejado así como los vectores resultantes.

Notese una corriente total muy elevada y un voltaje total muy pequeño. Obsérvese que la corriente reflejada está en fase con la corriente incidente y el voltaje reflejado está desfasado 180° con respecto al voltaje incidente.

Debido a la inversión de fase de el voltaje, el flujo de potencia es invertido en el corto circuito.

La reflexión ocurrida en la carga en una línea de transmisión desequilibrada, afecta al voltaje y corriente a lo largo de la línea. Esto se muestra mediante diagramas fasoriales. En la figura (3.9) se indica el comportamiento de los vectores de voltaje y corriente incidente y refle

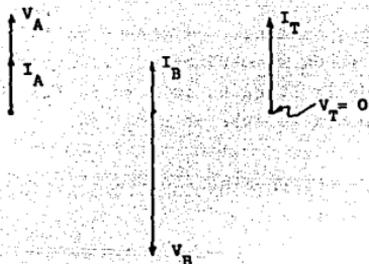


Fig. (3.8) a) Vectores de voltaje y corriente incidente (b) vectores de voltaje y corriente reflejados. (c) vectores resultantes de voltaje y corriente.

jado. V_A e I_A representan las componentes de voltaje y corriente incidentes mientras que V_B e I_B representan las componentes respectivas reflejadas. Tales componentes están representadas de acuerdo a la posición de la línea la cual está medida en grados eléctricos. También se indican las correspondientes distancias en fracciones de longitud de onda (λ).

Los vectores de voltaje y corriente reflejados mantienen el mismo desfaseamiento (180°) entre ellos a lo largo de la línea. Este retraso y/o adelanto es una consecuencia natural de la dirección en la cual las componentes incidente y reflejada viajan. No obstante, estas mantienen su amplitud respectiva y su fase varía de acuerdo a la posición a lo largo de la línea.

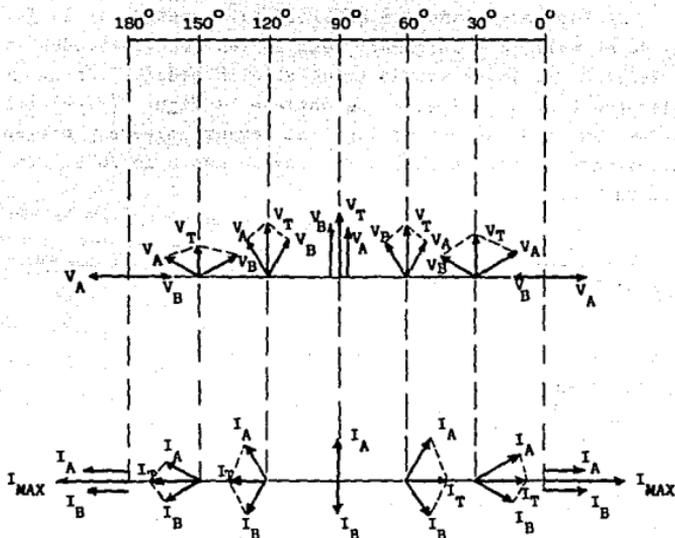


Fig. (3.9) Comportamiento de los vectores de voltaje y corriente incidente y reflejado para $Z_1 = 0$.

Los corrimientos de fase experimentados por V_A , I_A , V_B e I_B provocan una variación de amplitud y fase de las componentes resultantes (V_T , I_T) las cuales, por consiguiente, varían con la posición a lo largo de la línea.

Si las variaciones de amplitud (sin considerar la fase) de el voltaje y corriente resultantes son graficados a lo largo de la línea siendo tales valores medidos con un vóltmetro y un amperímetro, se obtiene la figura (3.10) las cuales son ondas estacionarias. El comportamiento y origen de las ondas estacionarias será tratado más a fondo en la sección 3.9.

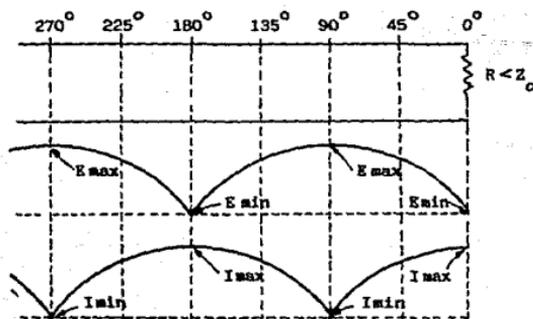


Fig. (3.10) Ondas estacionarias de voltaje y corriente a lo largo de la línea, para $Z_L = 0$.

Para el caso en el cual se tiene una carga con impedancia $Z_L = Z_0$, los valores de voltaje y corriente tomados en distintos puntos a lo largo de la línea serán constantes

Circuito abierto ($Z = \infty$). Bajo esta condición, la corriente en la parte terminal de la línea es cero. La corriente reflejada está desfasada 180° con respecto a la corriente incidente y tienen la misma amplitud. El voltaje reflejado está en fase con el voltaje incidente y tienen la misma amplitud. Los vectores para el circuito abierto se muestran en la figura (3.11).

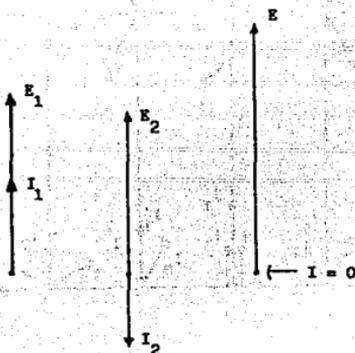


Fig. (3.11) Vectores de voltaje y corriente en el extremo terminal de una línea con $Z = \infty$ (a) vectores de voltaje y corriente incidentes (b) vectores de voltaje y corriente reflejados (c) vectores resultantes.

La reflexión ocurrida en la carga, también afecta al voltaje y corriente a lo largo de la línea. Los diagramas fasoriales para la condición de circuito abierto se muestran en la figura (3.12).

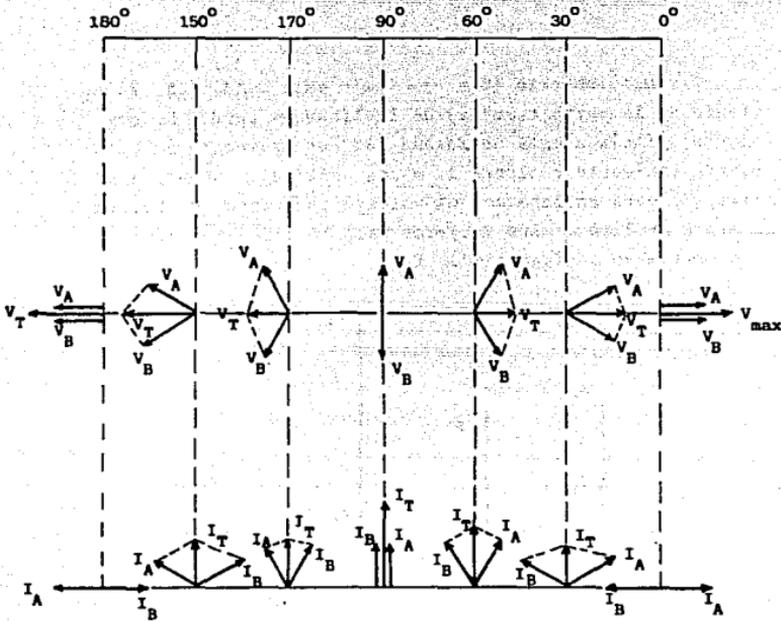


Fig. (3.12) Comportamientos de los vectores de voltaje y corriente incidente y reflejado para $Z_1 = \infty$.

Las variaciones de amplitud de el voltaje y corriente resultantes graficadas a lo largo de la línea se muestran en la figura (3.13). Estas variaciones resultantes también dan lugar a ondas estacionarias.

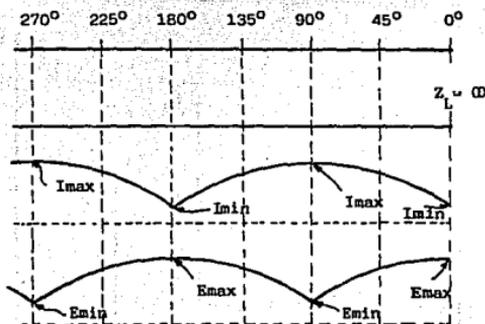


Fig. (3.13) Ondas estacionarias de voltaje y corriente a lo largo de la línea para $Z_L = \infty$.

Si $R < Z_0$, el voltaje reflejado e incidente se desfasan 180° , además, ambos no tienen la misma amplitud por lo que existe un voltaje resultante diferente de cero el cual se debe a la suma de voltaje incidente y reflejado.

Si $R > Z_0$, la corriente reflejada e incidente se desfasan 180° y la corriente resultante es diferente de cero ya que las amplitudes de dichas corrientes no son iguales.

La figura (3.14) indica los vectores de voltaje y corriente así como el vector resultante para cada uno de los dos últimos casos ($R < Z_0$ y $R > Z_0$). Notese que para los dos casos, el voltaje y la corriente resultante están en fase en el extremo de la línea.

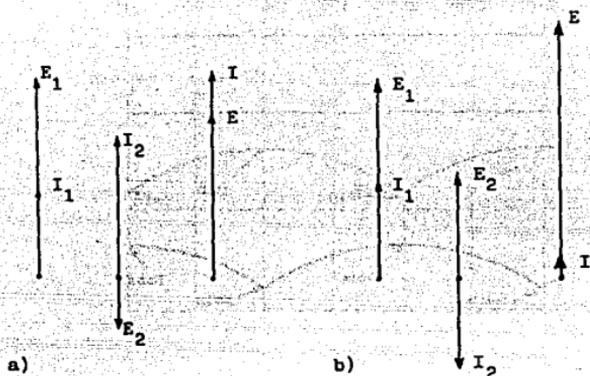


Fig. (3.14) Componentes incidente y reflejada de voltaje y corriente cuando la línea está terminada en una resistencia pura diferente de Z_0 . Para el caso (a), $R < Z_0$; para el caso (b) $R > Z_0$.

La figura (3.15) muestra el diagrama fasorial de el comportamiento de los vectores de voltaje y corriente incidentes y reflejados a lo largo de la línea.

Si $R > Z_0$, en una posición a 180° a partir de la carga, el voltaje y la corriente en ese punto tienen los mismos valores que en la carga. A 90° a partir de la carga, el voltaje es máximo y la corriente mínima.

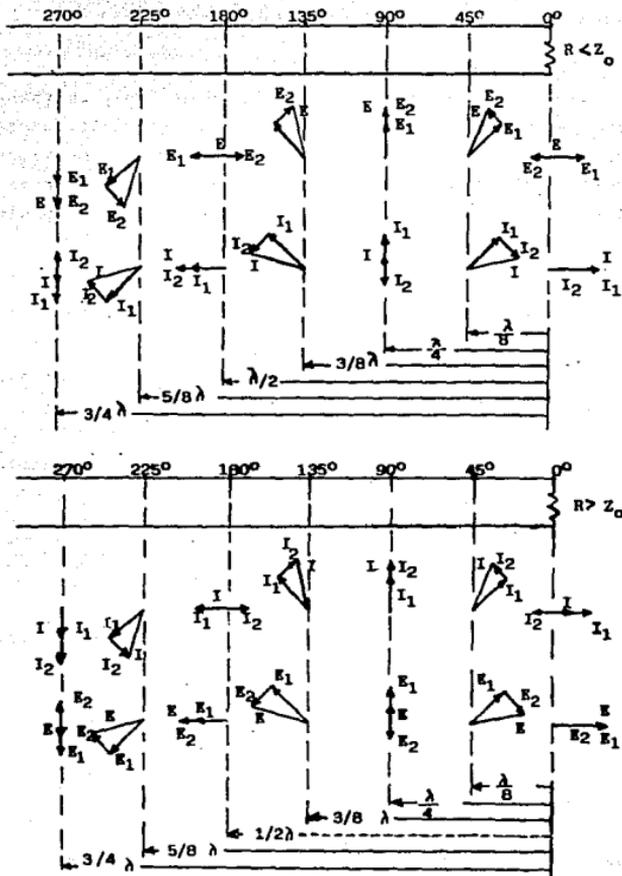


Fig. (3.15) Componentes resultantes (V_T e I_T) a lo largo de la línea (a). Para $R < Z_0$; (b) para $R > Z_0$.

Si $R > Z_0$, los valores de voltaje máximo y corriente mínima se encuentran localizados en la carga repitiéndose dichos valores cada 180° a partir de la carga. Los valores de voltaje mínimo y corriente máxima están ubicados cada $(\lambda/4)k$ a partir de la carga donde k toma valores múltiplos impares (1, 2, 3, ...) y λ es la longitud de onda.

3.9 COEFICIENTE DE REFLEXION.

La relación de el voltaje reflejado (V_B) al voltaje incidente (V_A) se denomina coeficiente de reflexión (ρ).

Debido a que la cantidad de onda viajando en sentido negativo depende de la terminación de la línea (Z_L), es útil encontrar la relación de voltajes de las ondas incidente y reflejada en función de Z_0 y Z_L . Se considera a Z_L un número complejo ($Z_L = R_L + jX_L$).

El coeficiente de reflexión se puede obtener a partir de las ecuaciones (3.17) y (3.20), estas son:

$$V_x = V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x} \quad (3.17)$$

$$i_x = I_A e^{-\gamma x} + I_B e^{\gamma x} \quad (3.20)$$

donde V_A e I_A son las amplitudes de las ondas viajando en la dirección positiva y V_B e I_B lo son para las ondas que viajan en dirección negativa.

De la ecuación (3.17), si $x = l$ y obteniendo la rela-

ción de amplitudes de ambas ondas viajando en sentidos opuestos, esto es:

$$\rho_v = \frac{V_B e^{\gamma l}}{V_B e^{-\gamma l}} = \frac{V_B}{V_A} e^{2\gamma l} \quad (3.50)$$

dado que V_A y V_B están dadas por las ecuaciones (3.18) y (3.19), substituyendo estas en la ecuación (3.50) y simplificando:

$$\rho_v = \left[e^{-2\gamma l} \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \right] e^{2\gamma l} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (3.51)$$

Si $Z_l = Z_0$, el coeficiente de reflexión es cero por lo que no habrá onda viajando en sentido negativo en una línea equilibrada. El coeficiente de reflexión puede tomar valores entre 0 y 1 ($0 \leq |\rho_v| \leq 1$).

El coeficiente de reflexión da la cantidad (en razón) de el voltaje que es reflejado por la carga.

3.10 RELACION DE ONDA ESTACIONARIA (SWR).

La presencia de dos ondas que viajan en sentidos opuestos dan lugar a la creación de una "onda estacionaria" llamada así porque aparenta estar fija en el espacio, no obstante, su amplitud varía con el tiempo.

De acuerdo con la ecuación (3.23), considerense dos ondas propagandose en direcciones opuestas, el tiempo y la

distancia de variación de V_x (que en el voltaje en un punto x de la línea) están dados por la parte real e imaginaria de la ecuación

$$V_x = V_A e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} + V_B e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} \quad (3.23)$$

Tomando la parte imaginaria, el voltaje instantáneo a cualquier distancia x y tiempo t es, despreciendo pérdidas:

$$V_x = V_A \text{ sen } (\omega t - \beta x) + V_B \text{ sen } (\omega t + \beta x) \quad (3.52)$$

usando la identidad trigonométrica $\text{sen}(a \pm b) = \text{sen } a \cos b \pm \cos a \text{ sen } b$ y factorizando:

$$V_x = (V_A + V_B) \text{ sen } \omega t \cos \beta x - (V_A - V_B) \cos \omega t \text{ sen } \beta x \quad (3.53)$$

Si V_x es graficada contra x para un valor dado de t , la curva será senoidal; similarmente, si V_x es graficada contra t para un valor de x , la curva obtenida también será senoidal.

La ecuación (3.53) representa una onda estacionaria con un valor máximo de amplitud de $V_A + V_B$ y un valor mínimo de amplitud de $V_A - V_B$. Esto se observa considerando las variaciones con respecto a x y t juntas. La figura (3.16) muestra el caso para el cual $V_B = 0.5 V_A$ y ambos tienen la misma relación de fase. Notese además que la envolvente no varía con el tiempo y permanece estacionaria.

Si V_B es reducida a cero, la onda estacionaria degenera en una línea recta de amplitud V_A lo cual indicaría la ausencia de la onda estacionaria.

El SWR (relación de onda estacionaria) es una medida que se utiliza con frecuencia en una línea de transmisión - ya que indica si la línea se encuentra equilibrada. Este parámetro se define como la relación de el valor absoluto de la máxima amplitud ($V_A + V_B$) a la mínima amplitud ($V_A - V_B$) de tal envolvente.

$$\text{SWR} = \frac{V_A + V_B}{V_A - V_B} \quad (3.54)$$

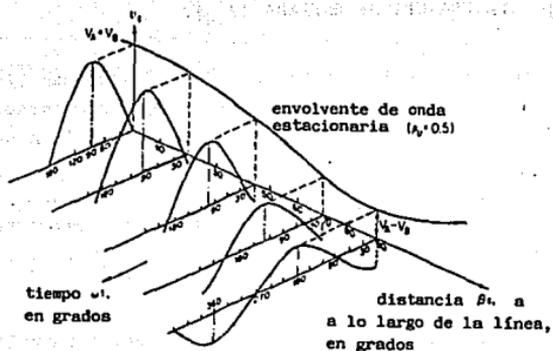


Fig. (3.16) Onda estacionaria para $V_B = 0.5 V_A$.

Finalmente, el coeficiente de reflexión y el VSWR (relación de onda estacionaria en voltaje) están relacionados por:

$$SWR = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \quad (3.55)$$

dado que $0 \leq |\rho_v| \leq 1$, el SWR puede tomar valores entre 1 e infinito ($1 \leq SWR \leq \infty$).

Una línea equilibrada tendrá por lo tanto un $SWR = 1$ ($Z_L = Z_0$) con un coeficiente de reflexión ρ igual a cero - mientras que una línea desequilibrada ($Z_L \neq Z_0$) tendrá un SWR diferente de uno y un coeficiente de reflexión ρ diferente de cero.

3.11 IMPEDANCIA DE ENTRADA (Z_{in}).

La impedancia "vista" a la entrada de una línea de transmisión está en función de la impedancia característica de la línea, la carga (Z_L) y la longitud de la misma.

Cuando una onda estacionaria está presente en una línea, la impedancia de entrada puede tomar varios valores, incluyendo componentes reactivas, dependiendo de la terminación y de la longitud eléctrica de la línea.

La impedancia está dada por una relación voltaje a corriente en un punto x , esto es,

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x} = Z_0 \frac{V_A e^{-\gamma x} + V_B e^{\gamma x}}{V_A e^{-\gamma x} - V_B e^{\gamma x}} \quad (3.56)$$

substituyendo los valores de V_A y V_B (ecuaciones 3.18 y 3.19 respectivamente) para expresar a Z_x en términos de Z_L

y Z_0 se tiene:

$$Z_x = Z_0 \left(\frac{Z_L - Z_0 (e^{-\gamma x} - e^{-2\gamma l} e^{\gamma}) (e^{-\gamma x} + e^{-2\gamma l} e^{\gamma x})^{-1}}{Z_0 + Z_L (e^{-\gamma x} - e^{-2\gamma l} e^{\gamma x}) (e^{-\gamma x} + e^{-2\gamma l} e^{\gamma x})^{-1}} \right) \quad (3.57)$$

donde l es la longitud de la línea. Esta ecuación representa el caso más general de la impedancia de una línea de longitud l "vista" hacia la carga a partir de algún punto del lado del generador. Si $x = 0$ y suponiendo que se desea encontrar la impedancia de entrada Z_{in} de toda la línea, la ecuación (3.57) se simplifica:

$$Z_{in} = Z_0 \left(\frac{Z_L + Z_0 \tan h\gamma l}{Z_0 + Z_L \tan h\gamma l} \right) \quad (3.58)$$

Para una línea sin pérdidas, γl es una medida de el corrimiento total de fase de la línea dada, por lo que $\gamma = j\beta$. Para una línea de transmisión dada, la constante de fase β está en función de la frecuencia y por lo tanto Z_{in} depende de la frecuencia aplicada y de la longitud física de la línea, así como de Z_0 y Z_L . Esto se observa si se substituye por:

$$\gamma = j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda_w}$$

y considerando que $\tan h\gamma l = j \tan \gamma l$:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\left(Z_L + jZ_0 \tan(2\pi/\lambda\omega) l \right)}{\left(Z_0 + jZ_L \tan(2\pi/\lambda\omega) l \right)} \quad (3.59)$$

Si $Z_L = 0$, la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \frac{2\pi}{\lambda\omega} l$$

y si $Z_L = \infty$, la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \frac{2\pi}{\lambda\omega} l$$

Para el caso general donde Z_L no es cero (cuando toma un valor real o imaginario o ambos), la impedancia de entrada contendrá partes real e imaginaria.

La relación entre el voltaje y corriente en cualquier punto a lo largo de la línea se aprecia mejor cuando en el diagrama fasorial se utilizan valores de voltaje y corriente resultantes. La figura (3.17) muestra el comportamiento de los vectores de voltaje y corriente resultantes a lo largo de una λ en una línea considerando los casos en los cuales $R < Z_0$ y $R > Z_0$.

Cuando la corriente se atrasa con respecto al voltaje la reactancia es inductiva; si la corriente se adelanta al voltaje la reactancia es capacitiva.

Para $R < Z_0$ en los primeros 90° de la línea (medidos a partir de la carga), la reactancia es inductiva; en los segundos 90° , la reactancia es capacitiva como se puede apreciar en la figura (3.13). Notese que el comportamiento inductivo y capacitivo se alterna cada $\lambda/4$ de la línea.

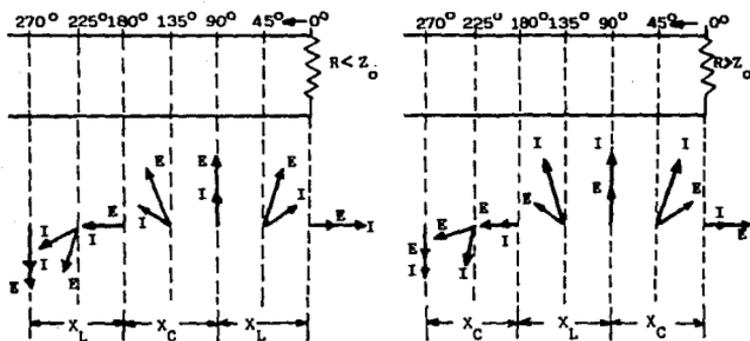


Fig. (3.17) Diagrama fasorial de valores de voltaje y corriente resultantes a lo largo de una línea.

3.12 VELOCIDAD DE PROPAGACION.

Es la velocidad con la cual una onda se desplaza a lo largo de una línea y depende de las propiedades de el medio a través de el cual se transmite. Esta velocidad se obtiene a partir de la ecuación (3.31)

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \quad (3.31)$$

dividiendo ambos miembros por: $\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \cdot \frac{1}{LC}$:

$$\frac{1}{LC} = \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \frac{\partial x^2}{\partial v_x^2}$$
$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.60)$$

Esta ecuación representa la velocidad de fase o velocidad de propagación de una onda viajando en una línea ideal. Sin embargo, se debe tomar en cuenta que una señal de información (por ejemplo un pulso de duración finita) es ta compuesta de varias frecuencias (esto se observa al obtener el espectro en frecuencia). Si la velocidad de propagación es independiente de la frecuencia (es decir, una línea de transmisión sin dispersión), todas las componentes de el espectro en frecuencia viajarán con la misma velocidad por lo que la velocidad del pulso y la velocidad de fase son iguales. No obstante, si el pulso se envía a través de una línea dispersa, cada componente del espectro en frecuencia del pulso viajarán a distintas velocidades provocando una distorsión.

3.12.1 VELOCIDAD DE FASE.

Considerese una línea de transmisión en la cual se encuentra presente un tono único, la velocidad de fase es la velocidad de un punto de fase dado de tal senoidal (indica que tan rápido viaja dicho punto de la onda sobre la línea)

La velocidad de fase está dada por la ecuación (3.61)

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\omega}{\beta} \quad (3.61)$$

donde β es la constante de fase.

La interpretación física de la velocidad de fase se muestra en la figura (3.18) en donde el voltaje, como una función de la distancia a lo largo de la línea, es graficado para varios tiempos.

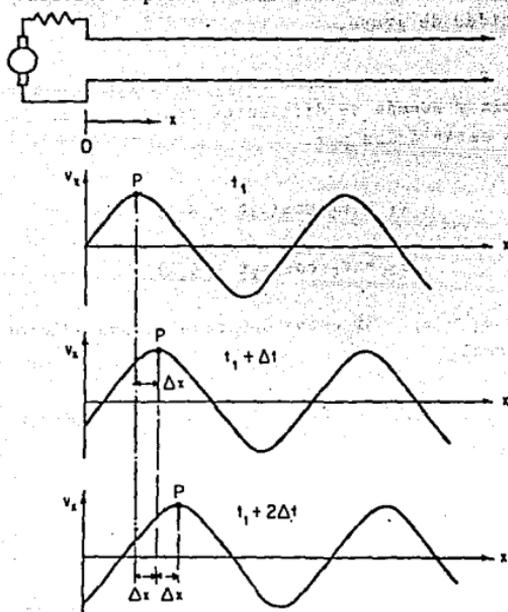


Fig. (3.18) Velocidad de fase de una señal senoidal de frecuencia única en una línea ideal.

3.12.2 VELOCIDAD DE GRUPO.

Dos o más frecuencias presentes en una línea de transmisión dan lugar a un grupo de ondas y por lo tanto a una velocidad de grupo.

Considerense dos ondas senoidales de diferente frecuencia y además de diferentes constantes de fase. Dichas ondas están dadas por:

$$v_1 = V_1 \cos(\omega_1 t - \beta_1 x) \quad (3.62)$$

$$v_2 = V_2 \cos(\omega_2 t - \beta_2 x) \quad (3.63)$$

donde $\omega_2 > \omega_1$. Si estas dos señales son adicionadas en forma lineal:

$$V = v_1 + v_2 = V_1 \cos(\omega_1 t - \beta_1 x) + V_2 \cos(\omega_2 t - \beta_2 x)$$

$$\text{si } m = \frac{V_2}{V_1} - 1$$

$$\frac{V}{V_1} = \cos(\omega_1 t - \beta_1 x) + \cos(\omega_2 t - \beta_2 x) + m \cos(\omega_2 t - \beta_2 x) \quad (3.64)$$

Utilizando la siguiente identidad trigonométrica:

$$\cos \theta_1 + \cos \theta_2 = 2 \cos \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right)$$

se tiene:

$$\frac{V}{V_1} = m \cos \theta_2 + 2 \cos \left(\frac{\theta_2 + \theta_1}{2} \right) \cos \left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right)$$

$$V = (V_2 - V_1) \cos(\omega_2 t - \beta_2 x) + 2V_1 \cos \left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)t - (\beta_2 + \beta_1)x}{2} \right)$$

$$\cos \left(\frac{(\omega_2 - \omega_1)t - (\beta_2 - \beta_1)x}{2} \right) \quad (3.65)$$

considerando $V_2 = V_1$,

$$V = 2V_1 \cos \left[\frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} - \frac{(\beta_2 + \beta_1)x}{2} \right] \cos \left[\frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} - \frac{(\beta_2 - \beta_1)x}{2} \right]$$

(3.66)

La ecuación (3.66) representa un voltaje que contiene el promedio de la suma y diferencia de dos frecuencias (o dos tonos aplicados) Si ω_2 es de valor próximo a ω_1 pero al final de cuentas diferente de ω_1 , la ecuación (3.66) se denomina portadora modulada. Esto es fácil de ver considerando el siguiente cambio de variables:

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$$

$$\Delta \omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$$

$$\beta = \frac{\beta_2 + \beta_1}{2}$$

$$\Delta \beta = \frac{\beta_2 - \beta_1}{2}$$

(3.67)

substituyendo (3.67) en (3.65),

$$V = 2V_1 \cos(\omega_0 t - \beta_0 x) \cos(\Delta\omega t - \Delta\beta x) \quad (3.68)$$

En un intervalo de tiempo pequeño, el segundo término coseno $\{\cos(\Delta\omega t - \Delta\beta x)\}$ no varía apreciablemente mientras - que el primer término se modifica en varios ciclos. Esto se debe a que se consideró ω_2 aproximadamente igual a ω_1 , por consiguiente, $\Delta\omega \ll \omega_0$. Así, ω_0 representa la frecuencia - de la portadora mientras que $\Delta\omega$ representa la frecuencia de la moduladora. Este fenómeno se observa en la figura (3.19) para $\omega_2 = 1.1 \omega_1$.

La portadora ω_0 es esencialmente senoidal con una sola frecuencia; la moduladora varía en forma senoidal en un rango de frecuencia muy pequeño. La envolvente viajará a lo largo con la portadora y ambas tendrán una forma muy cercana a la senoidal. Así, es posible asociar una velocidad de propagación con los puntos de constante de fase de la envolvente los cuales son comúnmente conocidos como la velocidad de grupo ya que esta mide la velocidad de las crestas y valles (grupos) de la forma de onda, es decir, es la velocidad de fase de los grupos de la envolvente.

Los puntos de la constante de fase de la envolvente - pueden obtenerse a partir de la ecuación (3.68).

$$\Delta\omega t - \Delta\beta x = 0$$

por lo que la velocidad de grupo

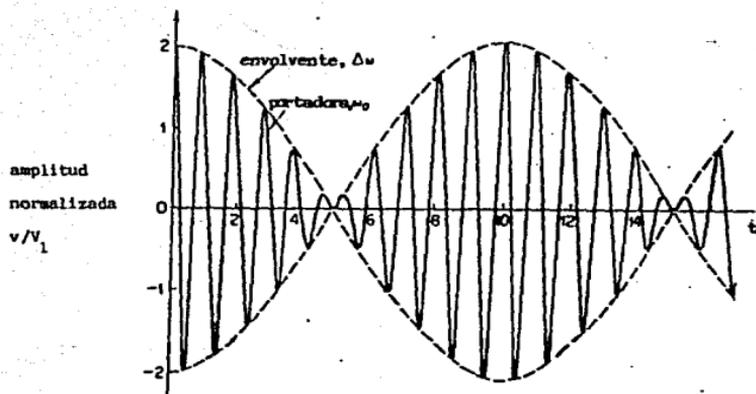


Fig. (3.19) Portadora modulada obtenida a partir de la suma de dos frecuencias aproximadamente iguales ($f_2 = 1.1f_1$).

$$u = \frac{x}{t} = \frac{\Delta \omega}{\Delta \beta} \quad (3.69)$$

Para una línea sin dispersión, se considera que la velocidad de propagación es independiente de la frecuencia - por lo que ω_1 y ω_2 se propagan a la misma velocidad. La figura (3.20) muestra la constante de fase graficada en función de la frecuencia.

La velocidad de fase y la velocidad de grupo están dadas por la pendiente de la figura (3.20) la cual es una - constante.

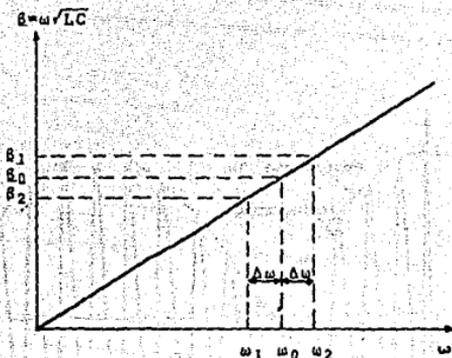


Fig. (3.20) Constante de fase contra frecuencia para una línea sin dispersión.

Ahora, considerando el caso en el cual ω_1 y ω_2 toman valores de frecuencia notablemente distintos ($\Delta\omega$ y ω_0 toman valores proporcionalmente parecidos) el resultado es diferente, es decir, si ω_1 y ω_2 no son múltiplos enteros uno del otro, la suma lineal de dos frecuencias diferentes dará como resultado una forma de onda la cual no es senoidal, - siendo muy errática en cuanto a su amplitud. La forma de onda resultante, no obstante, es periódica como también lo será la envolvente. En la figura (3.21) se presenta la adición de dos tonos, de frecuencias $\omega_2 = 1.8 \omega_1$ e igual amplitud.

Debido a la ausencia de una representación senoidal de la portadora o de la moduladora, es difícil describir matemáticamente un punto constante de fase. Aún así, dichos puntos pueden ser identificados.

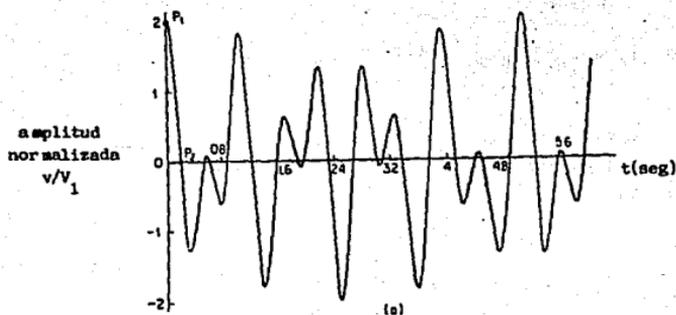


Fig. (3.21) Suma lineal de dos tonos de frecuencia diferentes $f_2 = 1.8 f_1$.

El problema de visualizar el comportamiento de ondas superpuestas en una línea sin dispersión se complica al efectuar el análisis con más de dos tonos de frecuencia. Si el espectro en frecuencia de interés se convierte en continuo, se utilizan las integrales de Fourier para analizar el comportamiento.

Considerese el caso de un espectro continuo de frecuencia $g(\omega)$ presente en una línea sin dispersión, se desea determinar la velocidad de grupo. La integral de Fourier para una onda viajera es:

$$g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} v(x,t) e^{-j(\omega t - \beta x)} dt \quad (3.70)$$

$$v(x,t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega) e^{j(\omega t - \beta x)} d\omega \quad (3.71)$$

El espectro en frecuencia $g(\omega)$ tiene una amplitud significativa únicamente dentro de $\pm \delta\omega$ como se puede apreciar en la figura (3.22).

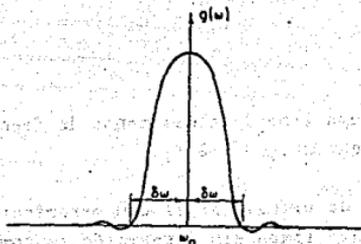


Fig. (3.22) Espectro en frecuencia continuo.

Esto equivale a decir que $\Delta\omega$ es pequeño ($\omega_1 \approx \omega_2$) por lo que se tiene una portadora modulada dada por:

$$v(x,t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \delta\omega}^{\omega_0 + \delta\omega} g(\omega) e^{j(\omega t - \beta x)} d\omega \quad (3.72)$$

donde se han reemplazado los límites en la ecuación (3.71), tomando en cuenta que $g(\omega)$ es despreciable fuera del intervalo $2\delta\omega$ alrededor de ω_0 . De la figura (3.20), $\beta(\omega) = \beta_0 + \frac{d\beta}{d\omega} (\omega - \omega_0)$; substituyendo en el exponente de la ecuación (3.72).

$$\omega t - \beta x = \omega_0 t - \beta_0 x + (\omega - \omega_0) \left(t - \frac{d\beta}{d\omega} x \right)$$

$$v(x,t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \delta\omega}^{\omega_0 + \delta\omega} g(\omega) e^{j(\omega_0 t - \beta_0 x)} e^{j(\omega - \omega_0) \left(t - \frac{d\beta}{d\omega} x \right)} d\omega \quad (3.73)$$

La ecuación (3.73) representa una portadora modulada con una frecuencia de portadora ω_0 y una frecuencia de modulación ω . La forma de onda descrita por esta ecuación es similar a la de la figura (3.19).

El tiempo de variación más lento representa la envolvente y está dado por el segundo término exponencial de la ecuación (3.73). La amplitud de la envolvente es constante en puntos definidos por:

$$(\omega - \omega_0) \left(t - \frac{d\beta}{d\omega} x \right) = \text{Constante}$$

y la velocidad de grupo está expresada por: $t - x \frac{d\beta}{d\omega} = 0$

$$u = \frac{x}{t} = \frac{1}{dB/d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (3.74)$$

El concepto de velocidad de grupo y de fase representan el arreglo relativo de fases de varias componentes de frecuencia de una onda de estado estable.

En un medio sin dispersión (es decir, cuando no hay pérdidas y los parámetros no dependen de la frecuencia), la velocidad de grupo y la velocidad de fase son siempre idénticas. No obstante, todos los materiales provocan dispersión en cierto grado, siendo ésta mayor en algún rango de frecuencias.

Existen dos tipos de dispersión, anormal y normal; la primera es la más común. Un metal o cualquier material con una conductividad relativamente grande a través del cual se propaga una onda electromagnética se considera generalmente de dispersión anormal. Como ejemplo, considerese una onda de voltaje propagándose en una línea de transmisión la cual tiene un dieléctrico (aislante) que exhibe una conductividad grande ($G \neq 0$) y las resistencias en serie son despreciables ($R = 0$). De la constante de propagación γ se tiene

$$\gamma^2 = \overset{0}{R} + j\omega L (G + j\omega C)$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega L(G + j\omega C)}$$

Debido a que se considera una conductividad grande, se puede despreciar la capacitancia, por lo que:

$$\gamma = \sqrt{j\omega LG} \quad (3.75)$$

Los parámetros de una línea de transmisión están dados por:

$$L = \mu k \quad G = \sigma/k \quad (3.76)$$

donde:

k = Factor de forma o geometría.

μ = Permeabilidad del medio.

σ = Conductividad del medio.

usando la identidad trigonométrica $\sqrt{j} = \frac{1+j}{\sqrt{2}}$ y la ecuación (3.76) en (3.75),

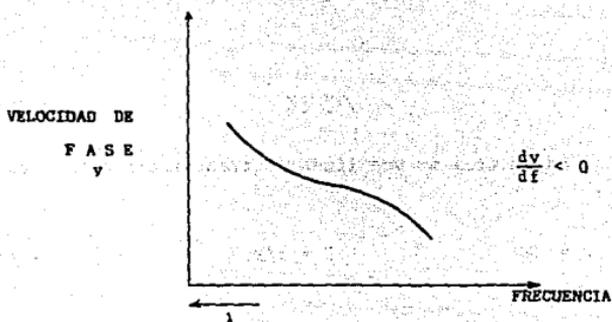
$$\gamma = (1+j) \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = \alpha + j\beta \quad (3.77)$$

por lo que la velocidad de fase se puede expresar como:

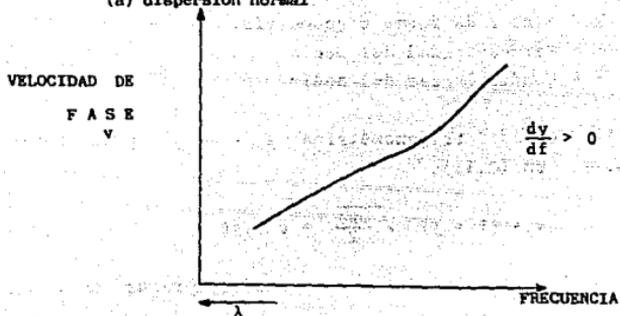
$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\sqrt{\omega\mu\sigma/2}} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \quad (3.78)$$

Al obtener $\frac{dv}{d\omega}$ se observa que es positiva (el conductor exhibe una dispersión anormal). La figura (3.23) muestra las gráficas de velocidad de grupo en función de la frecuencia para ambos tipos de dispersión (observese que el signo de la pendiente determina el tipo de dispersión).

La velocidad de grupo existiría para una banda angosta de frecuencias como la dada por la ecuación (3.74) y sería:



(a) dispersión normal



(b) dispersión anormal

Fig. (3.23) Comportamiento general de la velocidad de fase.

$$u = \frac{1}{d\beta/d\omega} = 2 \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} = 2v$$

$$u = 2v$$

Así, la velocidad de grupo sería mayor que la velocidad de fase (esto sucede en un medio de dispersión anormal)

Cada componente de frecuencia experimentará una cantidad diferente de atenuación por lo que la onda de voltaje, al viajar una distancia grande, a final de cuentas, sufrirá distorsión por lo que no tendrá parecido con la forma de onda inicial.

Cuando dos ondas de voltaje, con valor de frecuencia muy parecido, son linealmente adicionadas en una línea con dispersión, una portadora modulada, la cual exhibe dispersión normal o anormal surge como una consecuencia de tal adición. Si las frecuencias más elevadas viajan con una velocidad de fase menor que las de frecuencia más baja, se dice que la dispersión es normal y la velocidad de grupo de la envolvente es menor que la velocidad de fase de la onda portadora. Si la frecuencia más alta viaja más rápido que la frecuencia más baja, la velocidad de grupo excede a la velocidad de fase y la dispersión es anormal.

El fenómeno de dispersión surge como resultado de una dependencia en frecuencia de los parámetros, por lo que se considera a la frecuencia como variable independiente. Si la velocidad de fase v , el índice de refracción n o la constante de fase β (cualquiera de estos parámetros es conocido en función de la frecuencia o de la longitud de onda), se puede determinar el tipo de dispersión así como el valor de la velocidad de fase y de grupo.

La velocidad de grupo puede obtenerse en términos de v (velocidad de fase) y β (constante de fase) usando las ecuaciones (3.61) y (3.74).

$$u = \frac{1}{\partial \beta / \partial \omega} \quad \beta = \frac{\omega}{v}$$

derivando β ,

$$\frac{\partial \beta}{\partial \omega} = \frac{v - \omega(\partial v / \partial \omega)}{v^2} \quad (3.79)$$

la velocidad de grupo es,

$$u = \frac{v^2}{v - \omega(\partial v / \partial \omega)} \quad (3.80)$$

Se puede notar de la ecuación (3.80) que para una portadora modulada, la velocidad de grupo u depende de la velocidad de fase v y de la pendiente de la curva en la frecuencia de portadora. Así, la velocidad de grupo puede ser positiva, negativa o infinita.

La velocidad de fase " v " y la velocidad de grupo " u " pueden ser determinadas directamente a partir de las formas de onda (por medio de un osciloscopio),

$$v = \frac{\omega_v}{\beta_v} = \frac{2\pi f_v}{2\pi f_v T_v / l} = \frac{l}{T_v} \text{ m/seg.} \quad (3.81)$$

$$u = \frac{\Delta \omega_u}{\Delta \beta_u} = \frac{2\pi f_u}{2\pi f_u T_u / l} = \frac{l}{T_u} \text{ m/seg.} \quad (3.82)$$

u y v son inversamente proporcionales al tiempo de retardo T_u y T_v , l es la longitud de la línea. El retardo de grupo T_u está dado por

$$T_u = \frac{l}{u} \quad (3.83)$$

Para obtener a v y u en forma analítica,

$$v = \frac{\omega v}{\beta y} = \frac{\omega_2 + \omega_1}{\beta_2 + \beta_1} \quad (3.84)$$

$$u = \frac{\partial \omega u}{\partial \beta u} = \frac{\Delta \omega u}{\Delta \beta u} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\beta_2 - \beta_1} \quad (3.85)$$

Para una línea con dispersión, el comportamiento de β en función de la frecuencia se muestra en la figura(3.24).

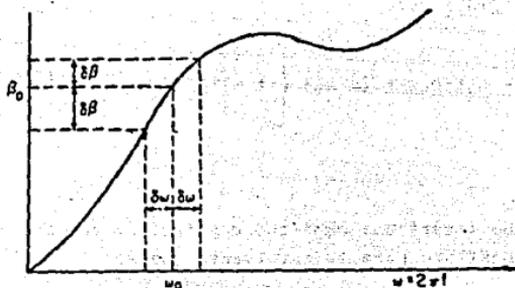


Fig. (3.24) La constante de fase está en función de la frecuencia para una línea dispersa.

La velocidad de grupo es proporcional al recíproco de la pendiente de la curva de la figura [3.24]. Notese que u

puede tomar casi cualquier valor dependiendo de la localización de ω_0 .

Para el caso en el cual se encuentran presentes varios tonos de frecuencia en una línea con dispersión, la velocidad de grupo no es igual a la velocidad de fase de la portadora.

Se considera a $\delta\omega$ (ver figura 3.24) muy pequeño para aproximar la curva β contra ω por una línea recta. Si $\delta\omega \ll \omega_0$ se puede obtener una portadora indistinguible con una moduladora de baja frecuencia. La expresión para la velocidad de grupo es:

$$\omega t - \beta x = \omega_0 t - \beta_0 x + (\omega - \omega_0) \left\{ t - \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)_{\omega_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0) \right\} x \quad (3.86)$$

Se tendrá una amplitud constante y además, puntos de fase constante para la envolvente cuando:

$$t - \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)_{\omega_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0) \right\} x = 0$$

6

$$u = \frac{x}{t} = \left[\left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)_{\omega_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right)_{\omega_0} \delta\omega \right]^{-1}$$

Si β_w toma un valor grande, la portadora modulada no se puede identificar. La forma de onda se distorsiona bastante conforme viaja a lo largo de la línea a causa de la dispersión. De esta manera, la velocidad de grupo pierde todo su significado, es decir, no se puede identificar un punto de fase constante en un grupo ya que estos no existen debido a que las formas de onda cambian drásticamente conforme avanzan en la línea.

El concepto de velocidad de grupo en un medio disperso puede ser identificado solamente para una banda de frecuencias angosta. Esta restricción también se aplica a un medio no disperso.

3.13 PERDIDA DE INSERCIÓN.

La pérdida de inserción de una red se define como la razón de la máxima potencia (P_1) disponible que entrega el generador a una carga acoplada, a la potencia entregada a una carga acoplada con una red insertada (P_2) tal como se muestra en la figura (3.25).

La pérdida por inserción L expresada en decibales está dada por,

$$L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (3.87)$$

Las impedancias del generador y la carga son respectivamente Z_1 y Z_2 . Con $Z_1 \neq Z_2$ se considera que la potencia P_1 se obtiene al insertar un transformador ideal el cual

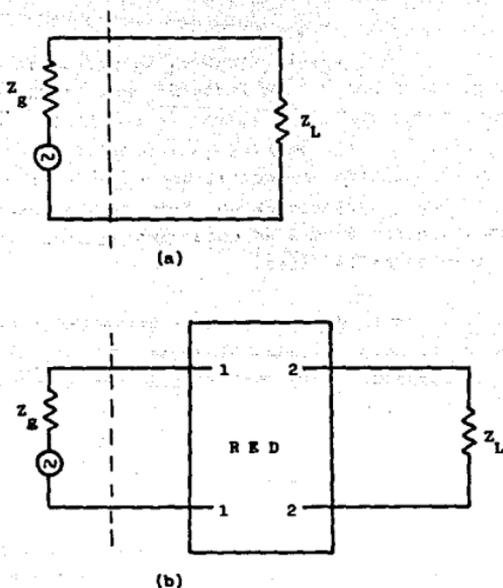


Fig. (3.25) a) Generador conectado a una carga en ausencia de la red (b) Generador conectado a una carga con una red insertada entre ambos.

acopla la impedancia del generador a la impedancia de la carga. La inserción de una red pasiva siempre producirá pérdidas pero la presencia de un transformador acoplador de impedancias puede incrementar la potencia entregada a la carga.

La pérdida de inserción L contiene dos componentes, una debida a las pérdidas por disipación y otra debida a las pérdidas por reflexión.

La ecuación (3.87) puede ser expresada como,

$$L = 10 \log \frac{1}{s_{12}} \quad (3.88)$$

donde s_{12} se denomina coeficiente de dispersión y es una razón normalizada de el voltaje transmitido al voltaje incidente. Multiplicando y dividiendo la ecuación (3.88) por $1 - s_{11}^2$ siendo s_{11} igual al coeficiente de reflexión presente en el puerto 1-1 de la red mostrada en la figura (3.25) cuando no existe onda reflejada por la carga,

$$L = -10 \log(1 - |s_{11}|^2) - 10 \log \frac{|s_{12}|^2}{1 - |s_{11}|^2} \quad (3.89)$$

el cual puede ser escrito como, $L = L_R + L_D$ (3.90)

donde:

$$L_R = -10 \log(1 - |s_{11}|^2)$$

$$L_D = -10 \log\left(\frac{|s_{12}|^2}{1 - |s_{11}|^2}\right)$$

siendo L_R las pérdidas por reflexión y L_D las pérdidas por disipación al insertar total red.

3.14 PERDIDAS DE RETORNO.

Estas pérdidas se designan con la letra R y es una

comparación entre la potencia de la onda reflejada y la potencia de la onda incidente. Esto es, es el número en decibels de la razón de ambas potencias, incidente y reflejada,

$$\begin{aligned} R_{db} &= 10 \log \frac{\text{Potencia incidente}}{\text{Potencia reflejada}} \\ &= 10 \log \frac{V_i^2}{V_r^2} \\ &= 20 \log \frac{1}{|\rho|} \end{aligned} \quad (3.91)$$

siendo V_i y V_r los voltajes incidente y reflejada respectivamente.

Si la carga terminal provoca una reflexión total de la onda incidente, la pérdida de retorno será cero; en el caso en el cual la carga terminal no provoque una reflexión la pérdida de retorno toma un valor infinito.

3.15 TIPOS DE LINEAS DE TRANSMISION.

3.16 LINEAS COAXIALES.

Este tipo de líneas consta de dos conductores concéntricos separados por un dieléctrico. El conductor externo cubre por completo al conductor interno como se muestra en la figura

El conductor externo puede ser un tubo o bien una malla la cual blindada la estructura evitando pérdidas de energía por radiación y es casi insensible a la acción de cam-

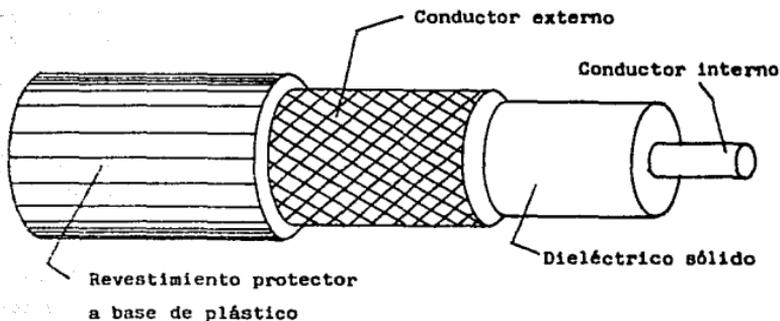


Fig. (3.26) Cable coaxial.

pos electromagnéticos externos.

3.16.1 COEFICIENTES DE CIRCUITOS DISTRIBUIDOS.

Resistencia Distribuida (R).- Para líneas coaxiales - con rangos de frecuencia de decenas a centenares de MHz, se utiliza la siguiente expresión para calcular la resistencia total distribuida,

$$R_{hf(\text{coax})} = \frac{R_s}{2\pi b} \left(1 + \frac{b}{a}\right) \quad (3.92)$$

donde R_{hf} es la resistencia total distribuida de la línea -

coaxial a frecuencias muy altas; "a" es el radio exterior del conductor interior, "b" es el radio interior del conductor exterior y $R_s = 1/(\sigma\delta) = \sqrt{\omega\mu}/(2\sigma)$ es la resistividad de superficie del material conductor (normalmente, ambos conductores tienen la misma resistividad); δ está dado por $\sqrt{2/(\omega\mu\sigma)}$ y se denomina profundidad de penetración.

La ecuación (3.92) exige, para su uso, que el grosor de ambos conductores sea mayor que 3δ lográndose una exactitud superior al 0.5% si $a/\delta > 100$ y asegurando por consiguiente, que $b/\delta \gg 100$.

La figura (3.27) muestra la sección transversal de una línea coaxial. Si los dos conductores (interno y externo) son de material diferente, la ecuación $R = R_s/(2\pi a)$ se debe aplicar separadamente para cada uno. Para valores de $a/\delta < 100$, la resistencia distribuida se calcula utilizando uno de los criterios establecidos en el apéndice A.

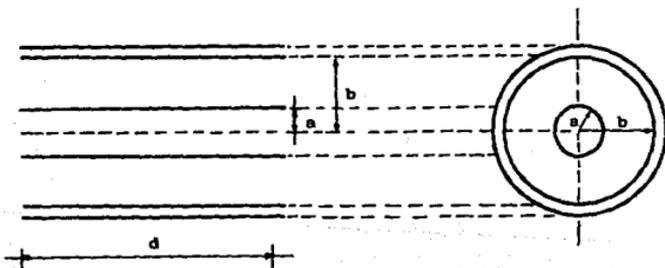


Fig. (3.27) Vista transversal de una línea coaxial.

La resistencia distribuida R es una cantidad completamente interna de los conductores y está determinada por los materiales, dimensiones del conductor y frecuencia, además, no depende de las propiedades del medio que llena el espacio interconductor.

Capacitancia Distribuida (C).- Se considera que el espacio entre los conductores está ocupado por un medio isotrópico homogéneo sin pérdidas, de permitividad igual a ϵ' faradios/m. La capacitancia distribuida está dada por,

$$C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln b/a} \frac{\text{farad.}}{\text{m}} \quad (3.93)$$

si k_e' es la constante real de un material dieléctrico sin pérdidas que llena el espacio interconductor ($k_e' = \epsilon'/\epsilon_0$ - donde $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ faradays/m.); substituyendo en la ecuación

$$C = \frac{55.6 k_e'}{\ln b/a} \text{ pfaradios/m.} \quad (3.94)$$

La ecuación (3.94) es una expresión bastante exacta que se aplica a conductores uniformes lisos con dieléctrico homogéneo e isotrópico que llena el espacio interconductor. Las complicaciones introducidas para el cálculo de la capacitancia distribuida por el conductor central multifilar o el conductor exterior trenzado, no se puede obtener con base en un análisis simple por lo que la capacitancia distribuida de tales líneas está generalmente determinada por medidas experimentales.

La constante dieléctrica k_e' de los materiales aislantes

tes más usados en líneas de transmisión coaxiales, tales como plásticos de teflón, polietileno, poliestireno y cerámica de estitita, varía en menos del 0.5% sobre el rango de frecuencias desde 60 Hz hasta 10 GHz, de tal forma, que la capacitancia distribuida es generalmente una constante de la línea.

Conductancia Distribuida (G).- La conductancia distribuida a cualquier frecuencia de operación no es causada por el flujo libre de cargas, sino que es una medida de las pérdidas internas del dieléctrico en el material aislante - que resulta de las inversiones repetidas de la polarización del dieléctrico por el campo eléctrico alternante. Las pérdidas tienden a ser directamente proporcionales a la frecuencia a lo largo de amplios rangos de frecuencia.

La conductancia distribuida a la frecuencia cero en líneas de transmisión coaxiales aisladas con plástico o cerámica es generalmente demasiado pequeña por lo que es difícil de medir.

La conductancia distribuida G es directamente proporcional (en una línea de transmisión coaxial) a la frecuencia si el factor de pérdida ($\tan \delta$) y la capacitancia distribuida de la línea son independientes de la frecuencia G está dada por:

$$G = \omega C \tan \delta \quad (3.95)$$

donde $C = 2\pi\epsilon'/\ln b/a$; $\tan \delta$ se utiliza para designar las pérdidas de un dieléctrico en campos eléctricos de corriente alterna y se denomina factor de pérdida (δ no está rela-

cionada con el factor de penetración o profundidad de piel).

El valor exacto de $\tan \delta$ puede variar considerablemente entre diferentes muestras de dieléctricos de plástico polímero, dependiendo de las impurezas y la historia térmica. Los valores de $\tan \delta$ se encuentran en manuales estándar para materiales de baja pérdida y se deben considerar como valores típicos aproximados.

Inductancia Distribuida (L).- Si considera que la corriente es de frecuencia cero o de muy baja frecuencia, la corriente estará uniformemente distribuida sobre toda el área seccional del conductor. Así, existen dos componentes separadas de inductancia, una debida al flujo de una bobina presente en la región entre los conductores y otra como resultado de el flujo parcial de unas bobinas dentro de los conductores. La última componente desaparecerá en un valor suficientemente alto de frecuencia donde el efecto piel provoca que la corriente fluya en la superficie externa del conductor interno y en la superficie interna del conductor externo.

Las propiedades magnéticas del material en el espacio interconductor se vuelven constantes (no dependen de la frecuencia) a valores elevados de frecuencia ($a/\delta \gg 100$) por consiguiente, la inductancia externa distribuida L_x de la línea está dada por:

$$L_x = \frac{\mu_m}{2\pi} \ln b/a \text{ henrys/m.} \quad (3.96)$$

la permeabilidad μ_m tiene siempre el valor $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ henrys/m que es la del espacio libre.

A frecuencias muy bajas, si no se cumple $a/\delta \gg 100$, se debe añadir la inductancia interna distribuida L_i de un conductor sólido en la forma:

$$L_{i \text{ dc}} = \frac{\mu}{8\pi} \text{ henrys/m.} \quad (3.97)$$

que puede ser una fracción considerable de la inductancia distribuida total.

Si se aplican las siguientes condiciones para una línea coaxial: $a/\delta > 100$, $b/\delta > 100$, $\omega L/R > 10$ y $\omega C/G > 10$ lo cual es el caso para todas las líneas a frecuencias por encima de algún valor entre 1 y 100 MHz dependiendo de la dimensión y de los materiales de la línea, se tienen las siguientes expresiones,

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{K\epsilon'}} \ln b/a \text{ ohms} \quad (3.98)$$

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_m' \epsilon' \epsilon''}} = \frac{1}{\sqrt{K\epsilon'}} \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{K\epsilon'}} \text{ m/seg.} \quad (3.99)$$

donde Z_0 y V_p son la impedancia característica y la velocidad de propagación respectivamente.

En ambas ecuaciones se hace la suposición de que los materiales en el espacio interconductor de la línea coaxial tienen las propiedades magnéticas del espacio libre.

3.17 LINEA BIFILAR.

La línea bifilar o línea abierta está construida con

dos cables conductores dispuestos en forma paralela y cuya separación es constante. La figura (3.28) muestra una línea de transmisión con alambres paralelos separados una distancia s y con conductores sólidos idénticos de radio a .

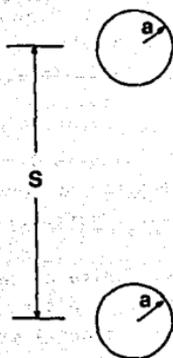


Fig. (3.28) Líneas Bifilar.

3.17.1. COEFICIENTES DE CIRCUITO DISTRIBUIDO.

La obtención de expresiones para los coeficientes de circuito distribuido de líneas de alambres paralelos, introduce una complicación que es la falta de simetría cilíndrica.

ca. Los efectos de esta distorsión se conocen como efecto de proximidad.

Resistencia Distribuida (R).- Para una línea de transmisión cuyas características son iguales a las de la figura (3.28) la cantidad para la cual el efecto de proximidad aumenta la resistencia, depende del material, el radio de los conductores, de la frecuencia, combinados con la variable a/δ y de la proximidad de los conductores expresada por la razón de la separación s , de sus centros al diámetro $2a$ de cada uno de ellos.

En circuitos de corriente directa ($a/\delta = 0$) no hay efecto de proximidad aunque los conductores están virtualmente en contacto en sus superficies adyacentes ($s/2a = 1$).

A cualquier valor finito de separación de los conductores hay un valor mínimo de a/δ en el cual el efecto de proximidad aumenta la resistencia distribuida notablemente.

A frecuencias altas para las cuales $a/\delta > 100$, el efecto de proximidad aumenta la resistencia distribuida de conductores circulares sólidos en un factor P_{hf} dado por la fórmula,

$$P_{hf} = \frac{1}{\sqrt{1 - 1/(S/2a)^2}} \quad (3.100)$$

La ecuación (3.100) también se aplica a conductores tubulares circulares para las condiciones establecidas de $a/\delta > 100$, si el grosor del tubo es grande, esto es, para $t/\delta > 3$.

La ecuación (3.101) se aplica a líneas de transmisión de alambres paralelos con conductores circulares sólidos para obtener el factor de efecto de proximidad, ésta se utiliza para líneas en las cuales $s/2a > 2$ para todos los valores de a/δ . Designando tal efecto como P_s y con estas condiciones, se tiene,

$$P_s = \frac{1}{\sqrt{1 - f_1(\sqrt{2} a/\delta)/(S/2a)^2}} \quad (3.101)$$

donde $f_1(\sqrt{2} a/\delta)$ se encuentra tabulado en la tabla (3.1). La función f_1 se obtiene a partir de una ecuación de Bessel

El factor de efecto de proximidad para todos los conductores tabulares y sólidos, a todas las separaciones y a todas las frecuencias con una exactitud mayor que el 0.5% en casi todos los casos está dada por,

$$P = \frac{1}{\sqrt{1 - A_1/(S/2a)^2 + \left[A_2/(S/2a)^4 \right] / \left[1 - A_3/(S/2a)^2 \right]}} \quad (3.102)$$

donde

$$A_1 = f_1(\sqrt{2} a_c/\delta) + \left[1 - (a_c/a)^2 - (a_c/a) \left[1 - (a_c/a) \right] f_7(\sqrt{2} a_c/\delta) \right] f_4(\sqrt{2} a_c/\delta)$$

$$A_2 = f_2(\sqrt{2} a_c/\delta) + \left[1 - (a_c/a)^2 - f_5(\sqrt{2} a_c/\delta) \right]$$

$$A_3 = f_3(\sqrt{2} a_c/\delta) + \left\{ 1 - (a_c/a)^2 f_6 \sqrt{2} a_c/\delta \right\}$$

En estas ecuaciones, $a_c = \sqrt{2at - t^2}$ para un conductor tabular circular cuyo radio exterior es a y espesor t . Para un conductor circular sólido, $t = a$ y $a_c = a$.

Las funciones f_1, f_2, f_3, f_4, f_5 y f_6 se encuentran tabuladas en las tablas (3.1), (3.2) y (3.3) para todos los valores de la variable $\sqrt{2} a_c/\delta$. La función f_7 es una función empírica dada por,

$$f_7 = (\sqrt{2} a_c/\delta)^3 \left\{ 400 + (\sqrt{2} a_c/\delta)^3 \right\}$$

Tabla (3.1)

$\sqrt{2} a_c/\delta$	f_1	f_4	$\sqrt{2} a_c/\delta$	f_1	f_4	$\sqrt{2} a_c/\delta$	f_1	f_4
0.2	0.000	0.000	2.3	0.436	0.201	4.8	0.731	0.240
0.3	0.000	0.000	2.4	0.470	0.205	5.0	0.739	0.236
0.4	0.001	0.001	2.5	0.502	0.208	5.5	0.760	0.223
0.5	0.002	0.002	2.6	0.530	0.210	6.0	0.778	0.209
0.6	0.004	0.004	2.7	0.556	0.213	6.5	0.795	0.196
0.7	0.007	0.007	2.8	0.578	0.215	7.0	0.809	0.185
0.8	0.013	0.012	2.9	0.598	0.218	7.5	0.821	0.174
0.9	0.020	0.019	3.0	0.614	0.221	8.0	0.832	0.165
1.0	0.030	0.029	3.1	0.629	0.224	9	0.849	0.148
1.1	0.044	0.040	3.2	0.641	0.227	10	0.864	0.135
1.2	0.061	0.054	3.3	0.652	0.230	11	0.876	0.123
1.3	0.081	0.070	3.4	0.661	0.233	12	0.886	0.113
1.4	0.106	0.088	3.5	0.668	0.235	14	0.902	0.098
1.5	0.135	0.106	3.6	0.675	0.238	16	0.914	0.086
1.6	0.167	0.123	3.7	0.681	0.240	18	0.923	0.077
1.7	0.203	0.140	3.8	0.687	0.242	20	0.931	0.069
1.8	0.240	0.156	3.9	0.692	0.244	25	0.944	0.056
1.9	0.280	0.169	4.0	0.696	0.245	30	0.953	0.047
2.0	0.320	0.180	4.2	0.705	0.246	35	0.960	0.040
2.1	0.360	0.189	4.4	0.714	0.245	40	0.965	0.085
2.2	0.399	0.196	4.6	0.722	0.243	50	0.972	0.028
						Sobre 50	$1-\delta/a_c$	δ/a_c

Tabla (3.2)

$\sqrt{2} a_c / \delta$	f_2	f_5	$\sqrt{2} a_c / \delta$	f_2	f_5
0.5	0.000	-0.000	3.6	0.053	-0.026
1.0	-0.001	-0.002	3.8	0.046	-0.021
1.2	-0.001	-0.003	4.0	0.039	-0.017
1.4	-0.000	-0.005	4.2	0.033	-0.014
1.6	+0.003	-0.006	4.4	0.027	-0.011
1.8	0.011	-0.007	4.6	0.023	-0.009
2.0	0.022	-0.010	4.8	0.020	-0.008
2.2	0.037	-0.015	5.0	0.018	-0.007
2.4	0.051	-0.022	5.5	0.014	-0.006
2.6	0.062	-0.028	6.0	0.012	-0.006
2.8	0.068	-0.033	7	0.009	-0.006
3.0	0.069	-0.034	8	0.007	-0.005
3.2	0.066	-0.033	10	0.005	-0.004
3.4	0.060	-0.030	Sobre 10	$\frac{1}{4}(\delta/a_c)^2$	$2(\delta/a_c)^4 - \frac{1}{4}(\delta/a_c)^2$

Tabla (3.3) Los valores marcados con asteriscos se deben usar en las ecuaciones (3.101) y (3.102). Para $\sqrt{2} a_c / \delta > 20$, el valor verdadero de f_6 es $\delta/a_c = 5/64$.

$\sqrt{2} a_c / \delta$	f_3	f_6	$\sqrt{2} a_c / \delta$	f_3	f_5
0.0	0.09	0.03	4.0	0.41	0.33
0.2	0.09	0.03	4.2	0.46	0.30
0.4	0.09	0.03	4.4	0.51	0.27
0.6	0.08	0.02	4.6	0.56	0.24
0.8	0.08	0.02	4.8	0.60	0.21
1.0	0.06	0.00	5.0	0.64	0.19
1.2	0.02	*0.00 (-0.05)	5.2	0.67	0.17
1.4	*0.00 (-1.2)	*0.00 (0.91)	5.4	0.69	0.16
1.6	*0.02 (0.17)	*0.00 (-3.2)	5.6	0.70	0.15
1.8	*0.05 (0.11)	*0.00 (-0.09)	5.3	0.71	0.15
2.0	*0.07 (0.09)	0.44	6	0.72	0.14
2.2	0.08	0.44	7	0.76	0.13
2.4	0.08	0.44	8	0.79	0.11
2.6	0.10	0.44	9	0.83	0.08
2.8	0.12	0.44	10	0.85	0.07
3.0	0.15	0.44	12	0.87	0.05
3.2	0.19	0.43	14	0.89	0.03
3.4	0.24	0.42	16	0.90	0.02
3.6	0.29	0.39	18	0.93	0.00
3.8	0.35	0.36	20	0.93	*0.00
			Sobre 20	$1 - \delta/a_c$	*0.00

El cálculo de la resistencia distribuida se lleva a cabo utilizando una de las ecuaciones del apéndice A, hecho esto, el resultado se multiplica por el factor de efecto de proximidad.

Capacitancia Distribuida (C).- La capacitancia se encuentra utilizando la siguiente ecuación,

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\ln \left[\frac{s + (s^2 - 4a^2)^{1/2}}{2a} \right]} \text{ Faraday/metro} \quad (3.103)$$

Inductancia Distribuida (L).- La inductancia externa distribuida está dada por,

$$L = \frac{\epsilon \mu}{C} = \frac{\mu}{\pi} \ln \left[\frac{s + (s^2 - 4a^2)^{1/2}}{2s} \right] \text{ henry/metro} \quad (3.104)$$

La obtención de las expresiones de capacitancia distribuida e inductancia distribuida consideran el efecto de proximidad.

Conductancia Distribuida (G).- En cualquier línea de transmisión, el parámetro G depende del factor de pérdida o conductividad que rodea a los conductores y de la forma geométrica de la línea. El parámetro G está dado por la ecuación (3.95); notese que G depende de el factor de pérdida tan δ y de la capacitancia distribuida C, la cual a su vez, depende de la permitividad del medio y de la forma de la línea.

$$G = \omega C \tan \delta \quad (3.95)$$

La presencia de material dieléctrico sólido en el campo eléctrico interconductor, en una línea de transmisión, aumenta los coeficientes de circuito distribuido C y G con relación a su valor cuando el dieléctrico es aire, pero no afecta a R o L. Esto tiene como consecuencia un incremento en la atenuación de acuerdo con la ecuación (3.42).

Al minimizar la cantidad de material sólido del dieléctrico en los campos eléctricos entre los conductores de una línea de transmisión, se obtiene una transmisión eficiente de señales y potencia.

Aplicando las siguientes condiciones a una línea de transmisión bifilar, $a/\delta > 100$, $\omega L/R > 10$ y $\omega C/G > 10$, que es el caso generalmente a frecuencias entre 1 y 100 MHz dependiendo de las dimensiones del material, se tienen las siguientes expresiones:

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{K\epsilon_r}} \ln\left(\frac{s}{2a} + \sqrt{\left(\frac{s}{2a}\right)^2 - 1}\right) \text{ ohms} \quad (3.105)$$

para todos los valores de $s/2a$,

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{K\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \times 10^8 \text{ m/seg.} \quad (3.106)$$

donde V_p es la velocidad de fase y Z_0 la impedancia característica.

3.18. RESPUESTA DE UNA LINEA A UNA FUNCION ESCALON.

Es bien conocido que una excitación no senoidal, periódica, tal como una onda cuadrada, está compuesta de una serie de componentes discretas de frecuencia. Estas frecuencias sumadas todas juntas al final dan lugar a la forma de onda transmitida. Si todas estas componentes de frecuencia viajan a lo largo de la línea a la misma velocidad y no experimentan cambio, resulta obvio que llegarán al mismo tiempo en la carga dando lugar a la forma de onda inicial.

El fenómeno de distorsión de un pulso se hace presente cuando varias componentes de frecuencia viajan a diferentes velocidades debido a la dispersión y/o sufren cantidades distintas de atenuación debido a las pérdidas por dependencia de frecuencia. En otras palabras, las diversas componentes senoidales que llegan a la carga pueden tener relaciones amplitud y/o fase diferentes con respecto a las que tenían antes de viajar en el canal de transmisión.

Considerese el comportamiento de una línea ideal con diversas terminaciones y a la cual se le aplica una función escalón (figura 3.29).

En todos los casos, se considera que la impedancia interna del generador de pulsos es igual a Z_0 , que es la impedancia característica de la línea. También se considera - que el tiempo de subida de la función escalón es muy pequeño comparado con la longitud eléctrica de la línea.

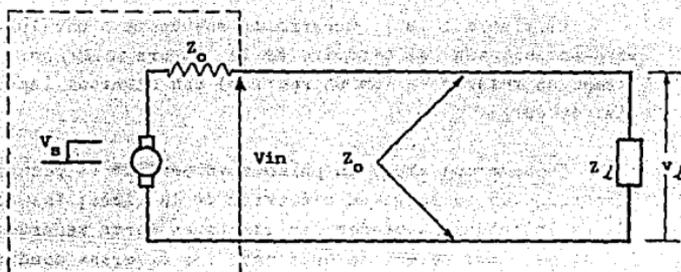


Fig. (3.29) Función escalón aplicada a una línea terminada con una impedancia cualquiera.

Se debe tener en cuenta, que en diversos puntos a lo largo de la línea, el voltaje o corriente en cualquier instante de tiempo es la suma algebraica de las ondas que viajan en ambos sentidos. Por ejemplo, 2 ondas de la misma polaridad y de igual amplitud se suman en un punto y tiempo dados, esto tendrá como consecuencia una onda cuya amplitud es 2 veces la de cada onda individual. El mismo principio puede ser aplicado a puntos de terminación o discontinuidad en una línea y sencillamente indica que el voltaje o corriente en el punto de reflexión es la suma algebraica de las ondas incidente y reflejada. Las polaridades de la reflexión deben ser observadas ya que un voltaje de reflexión positiva da lugar a una corriente de reflexión negativa.

La figura (3.30) muestra la respuesta a una función escalón aplicada al circuito de la figura (3.29) para un tiempo de retardo T_0 (en un sentido) con diversas impedancias de carga.

Considerese ahora un pulso cuyo período es pequeño - comparado con la longitud eléctrica de la línea; las reflexiones individuales pueden ser vistas en forma separada a la salida. Las formas de onda para las diversas condiciones de impedancia se muestran en la figura (3.31). Al -- igual que antes, se considera que la impedancia interna de la fuente es igual a la impedancia característica de la línea.

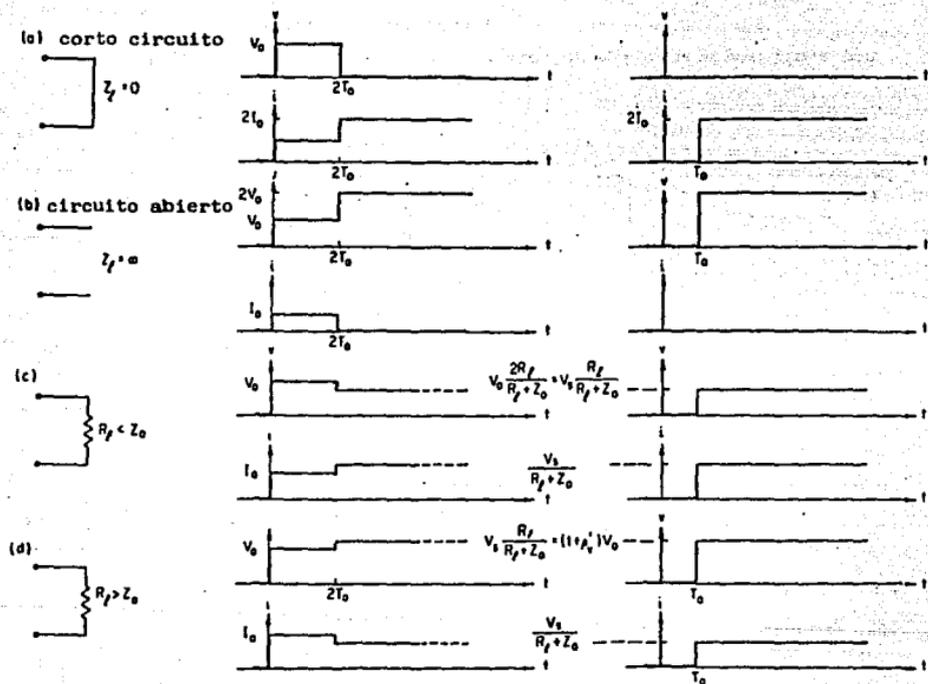


Fig. (3.30) Respuestas a una función escalón aplicada a una línea con distintas terminaciones.

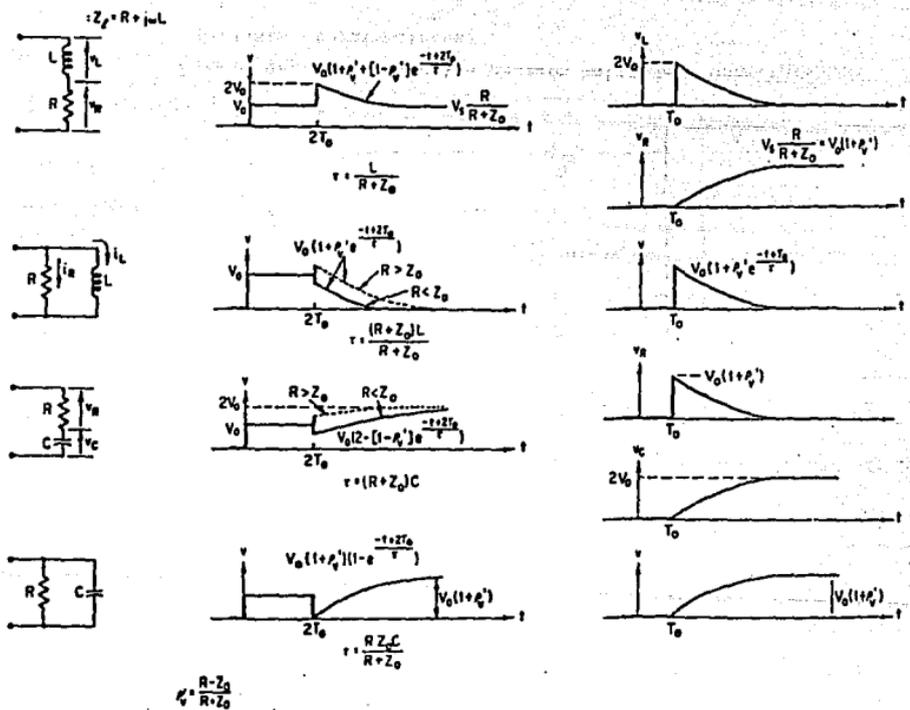


Fig. (3.30) Respuestas a una función escalón aplicada a una línea con distintas terminaciones.

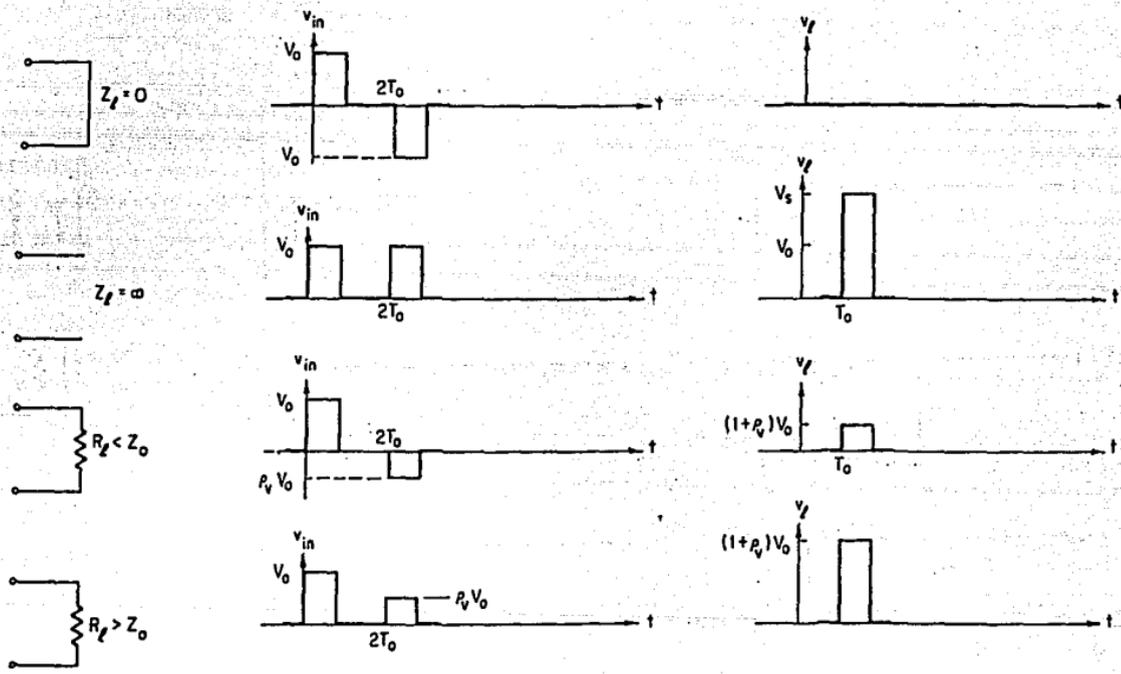


Fig. (3.31) Respuesta a un pulso aplicado a una línea con distintas terminaciones.

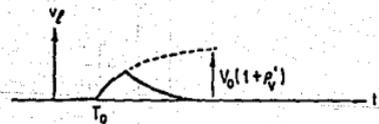
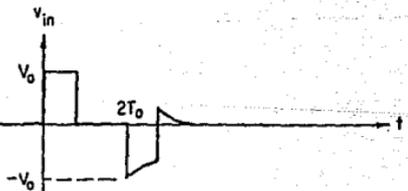
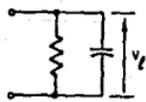
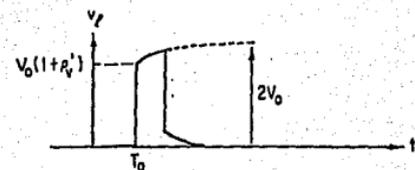
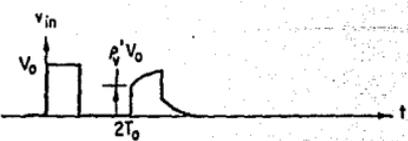
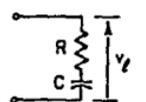
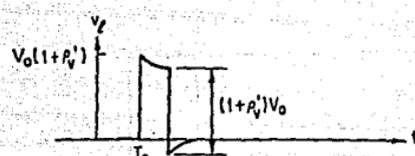
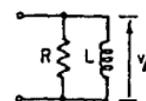
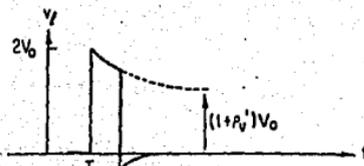
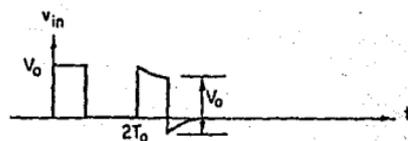
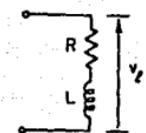


Fig. (3.31) Respuesta a un pulso aplicado a una línea con distintas terminaciones.

Continuación

3.19 FIBRAS OPTICAS.

Inicialmente, las redes de comunicaciones fueron diseñadas para voz. Las redes analógicas involucradas consisten de cables de cobre para poder establecer tales comunicaciones. La demanda de tráfico de datos fué pequeña comparada con la demanda de voz.

Con el advenimiento de la tecnología de las computadoras, las limitaciones de la red analógica se hacen evidentes. La capacidad para manejar gran cantidad de información, es decir, su ancho de banda resulta insuficiente para satisfacer las tendencias actuales.

El desarrollo de la tecnología actual en los sistemas de transmisión por fibra óptica crece en combinación con la tecnología de semiconductores el cual provee las fuentes de luz y fotodetectores necesarios en el uso de redes.

Las fibras ópticas representan el medio más adecuado para transmitir las ondas luminosas. La idea de emplear la luz para transmitir información se originó en el siglo pasado, sin embargo, no fue sino hasta 1960, con la invención del laser cuando se le prestó mayor atención, ya que la alta frecuencia de la onda portadora podría permitir la transmisión de una gran cantidad de información.

3.20 CONCEPTOS BASICOS DE LAS FIBRAS OPTICAS.

Refracción y Reflexión. Un parámetro óptico fundamen

tal en fibras ópticas es el índice de refracción. En el vacío la luz viaja a una velocidad de $c = 3 \times 10^8$ m/s. En un medio dieléctrico o no conductor, la luz viaja a una velocidad "v" normalmente menor que "c"; dicha velocidad depende del medio en el que se propague la luz.

El índice de refracción es la razón de la velocidad de la luz en el vacío "c" a la del medio en cuestión (ecuación

$$n = \frac{c}{v} = \frac{\text{Velocidad de la luz en el vacío}}{\text{Velocidad de la luz en el material}} \quad (3.107)$$

Algunos valores típicos de n son:

- 1.00 para el aire.
- 1.5 para el cuarzo.
- 2.42 para el diamante.

Los conceptos de reflexión y refracción pueden ser interpretados fácilmente considerando el comportamiento de los rayos de luz asociados con ondas planas viajando en un material dieléctrico. Cuando un rayo de luz incide en una frontera que separa 2 medios, parte del rayo es reflejado - en el medio 1 y parte es refractado en el medio 2. Esto se muestra en la figura (3.32). La refracción de los rayos - de luz es resultado de los distintos índices de refracción.

Se consideran las siguientes leyes de la reflexión:

- 1) Los rayos incidentes, reflejado y refractado están contenidos en un mismo plano, llamado plano de in-

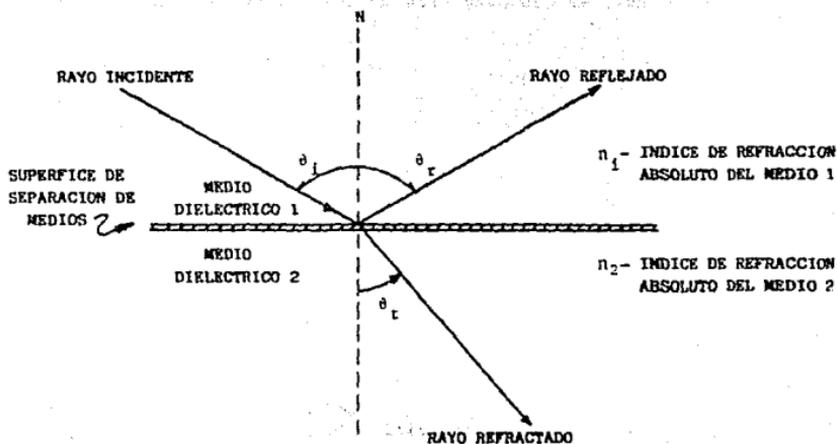


Fig. (3.32) - Refracción y reflexión de un rayo de luz incidente.

cidencia, el cual es normal a la superficie de separación de medios y por lo tanto contiene a la normal N a la superficie.

- 2) El ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia $\theta_i = \theta_r$.

3) El cociente entre el seno del ángulo de incidencia y el seno del ángulo de refracción es constante. Esto se denomina Ley de Snell y se expresa por:

$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.108)$$

Casos de reflexión y refracción.

1. $n_2 > n_1$

$$\frac{n_2}{n_1} > 1$$

$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} > 1$$

$$\text{Sen } \theta_i > \text{Sen } \theta_t$$

$$\therefore \theta_i > \theta_t$$

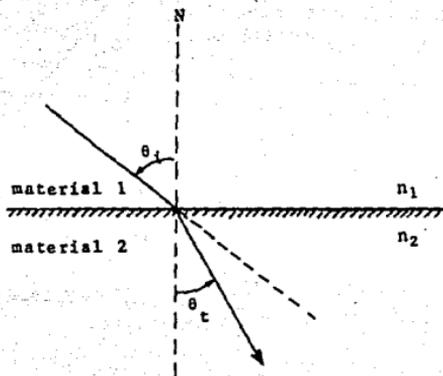


Fig. (3.33) $n_2 > n_1$.

$$2. n_1 > n_2$$

$$\frac{n_2}{n_1} < 1$$

$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} < 1$$

$$\text{Sen } \theta_i < \text{Sen } \theta_t$$

$$\dots \theta_i < \theta_t$$

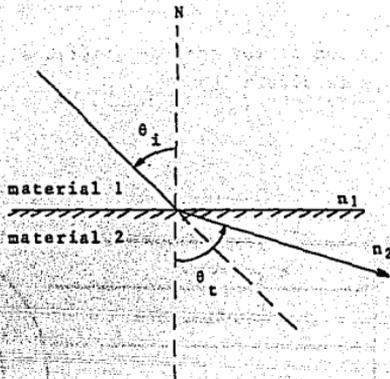


Fig. (3.34) $n_1 > n_2$.

Como $\theta_t > \theta_i$, existe un ángulo θ_i menor de 90° para el cual $\theta_t = 90^\circ$, tal ángulo θ_i se le denomina ángulo crítico θ_c , por lo que utilizando la Ley de Snell:

$$\text{Sen } \theta_c = \text{Sen } 90^\circ = 1$$

$$\theta_i = \theta_c$$

$$\text{Sen } \theta_c = n_2/n_1$$

$$\theta_c = \text{Sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (3.109)$$

De acuerdo a la ley de Snell, si $\theta_i > \theta_c$ se tiene que $\text{sen } \theta_t > 1$ lo cual es imposible para cualquier ángulo θ_t real. En consecuencia, para $\theta_i > \theta_c$ no hay rayo refractado y se produce una reflexión total. Esto puede presentarse .

cuando la luz pasa del vidrio al aire tal como se muestra en la figura (3.35).

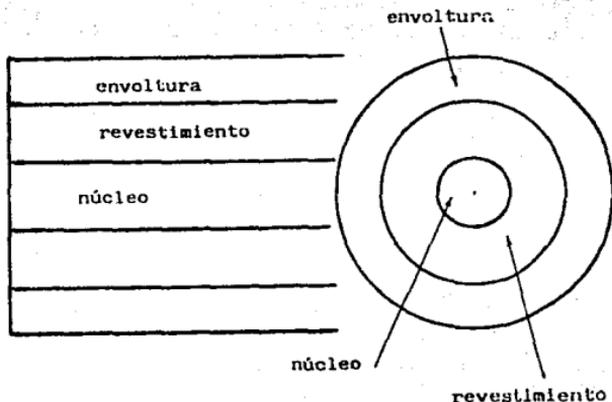


Fig. (3.35) Reflexión total, $\theta_i > \theta_c$.

3.21 ESTRUCTURA FISICA DE UNA FIBRA OPTICA.

Una fibra óptica es una estructura larga generalmente cilíndrica que consiste de tres regiones coaxiales:

1. El núcleo, que es la sección central y principal donde viajan los rayos de luz.

2. El revestimiento, que es una capa que rodea al núcleo y funciona como un reflector que confina los rayos en el núcleo.
3. La envoltura, que es un material protector adherido sobre el revestimiento que preserva la constitución física de la fibra y proporciona protección contra daños (rayaduras, raspaduras, esfuerzos mecánicos, etc), humedad y efectos ambientales que puedan dañar a la fibra óptica.

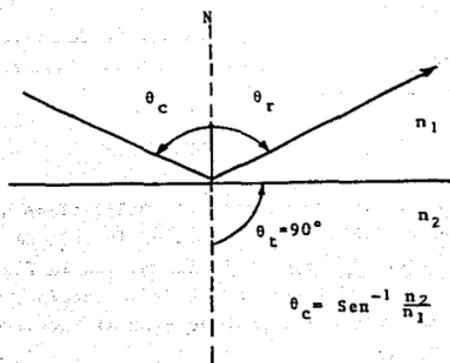


Fig. (3.36.) Estructura de una fibra óptica.

3.22 TIPOS DE FIBRAS OPTICAS.

Los diferentes tipos de fibra pueden clasificarse en dos categorías generales de acuerdo a la configuración geométrica del índice de refracción.

1. FIBRAS OPTICAS DE INDICE ESCALONADO.

En este tipo de fibras, el núcleo tiene un índice de refracción constante n_1 , y está rodeado de un revestimiento con un índice de refracción n_2 . Esto significa que existe un cambio brusco de índices de refracción al pasar del núcleo hacia el revestimiento. Para poder confinar los rayos de luz en el núcleo, el índice de refracción del núcleo debe ser ligeramente mayor que el índice de refracción del revestimiento. La figura (3.37) muestra una fibra óptica de índice escalonado.

2. FIBRAS OPTICAS DE INDICE GRADUAL.

En este tipo de fibras, el núcleo tiene un índice de refracción variable el cual está en función de la distancia radial a partir del eje de la fibra. En la figura (3.38) se aprecia el perfil del índice de refracción, nótese que el índice de refracción se hace gradualmente más pequeño al alejarse del eje.

3.23 PROPAGACION.

La propagación de la luz a lo largo de la guía de onda (fibra óptica) puede ser descrito en términos de una se-

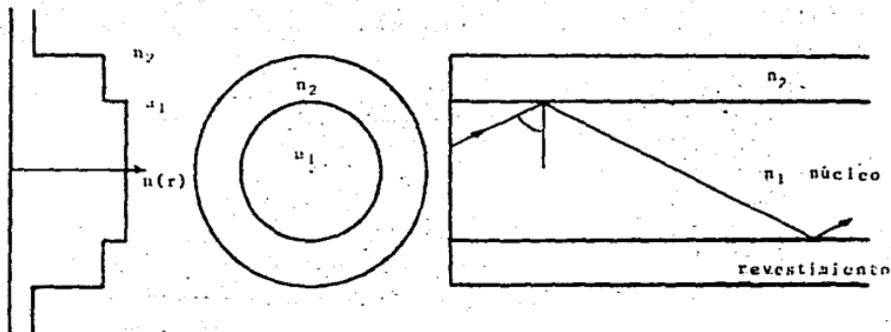


Fig. (3.37) Fibra óptica de índice escalonado.

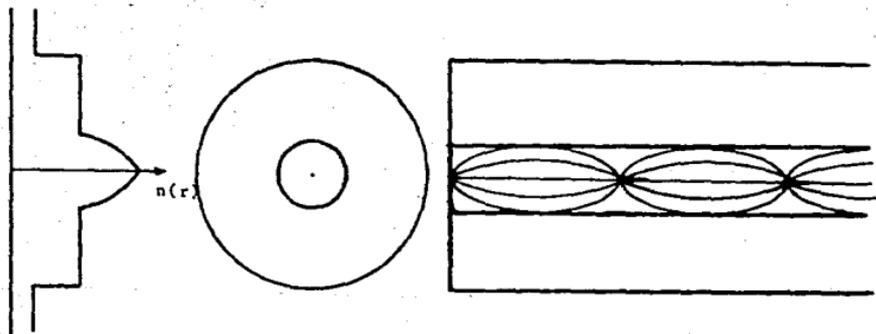


Fig. (3.38) Fibra óptica de índice gradual.

rie de Ondas Electromagnéticas Guiadas denominadas Modos. Cada modo guiado es un patrón de líneas de campos eléctrico y magnético que se repiten a lo largo de la fibra en intervalos iguales a la longitud de onda. Sólomente un -- cierto número discreto de modos son capaces de propagarse a a lo largo de la fibra óptica. Estos modos son aquellas on das electromagnéticas que satisfacen la ecuación de onda - homogénea en la fibra así como las condiciones frontera en la superficie de la fibra.

Para una fibra óptica, dependiendo del tipo de variación del índice de refracción, del diámetro del núcleo y la frecuencia de operación, la luz tiene ciertos modos propios de propagación. Estos corresponden a los distintos caminos ópticos que toma la luz dentro de la fibra.

Propagación en una fibra óptica de índice escalonado. En este tipo de fibra, la pequeña diferencia en los índices de refracción en la frontera del núcleo y el revestimiento de la fibra, permite confinar los rayos de luz en el núcleo por medio de una reflexión interna total. Para que ésto su ceda, los rayos de luz dentro del núcleo deben incidir en - la frontera núcleo-revestimiento con un ángulo crítico θ_c o mayores a éste para que experimenten una reflexión total - hacia el núcleo. El ángulo crítico θ_c está dado por:

$$\theta_c = \text{Sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1} = \text{Sen}^{-1} (1 - \Delta) \quad (3.110)$$

donde Δ es la diferencia funcional del índice de refracción entre el núcleo y el revestimiento:

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (3.111)$$

n_1 = índice de refracción del núcleo.

n_2 = índice de refracción del revestimiento.

En una fibra de índice escalonado (ver figura 3.37) pueden existir dos tipos de rayos:

3.24 RAYOS MERIDONALES.

Son rayos de luz que pasan a través del eje de la fibra y son reflejados internamente, su propagación está confinada en un plano llamado meridional (ver figura 3.39) que es perpendicular a la sección transversal del núcleo.

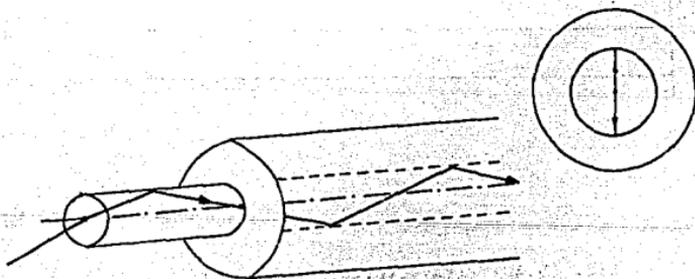


Fig. (3.39) Rayo meridional.

La longitud de la trayectoria seguida por un rayo meridional y por lo tanto el tiempo que tarda en cubrir dicha distancia son una función del ángulo que forma el rayo con el eje de la fibra (ver figura 3.40). La diferencia de trayectorias entre los diversos rayos meridionales que se propagan en la fibra reduce la capacidad de información de la fibra.

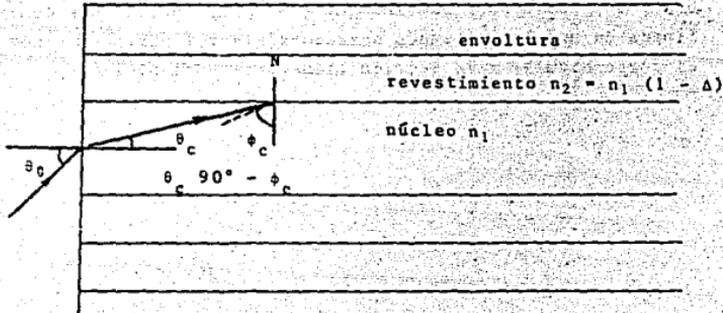


Fig. (3.40) Trayectoria seguida por un rayo meridional.

El retraso entre los rayos meridionales ocasiona que los pulsos de luz generados en el emisor se ensanchen conforme se propagan a lo largo de la fibra, pudiendo provocar traslapes y por lo tanto errores en la etapa receptora. A éste fenómeno se le conoce como dispersión modal.

3.25 COEFICIENTE DE REFLEXION r.

Es la relación de la intensidad de campo eléctrico reflejado a la intensidad de campo eléctrico incidente cuando una onda electromagnética incide en la superficie de separación de materiales dieléctricos de diferentes índices de refracción.

En caso de incidencia oblicua, la componente de campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia; el coeficiente de reflexión está dado por:

$$r_{\perp} = \frac{\cos \phi_1 - \sqrt{(1 - \Delta)^2 - \text{Sen}^2 \phi_1}}{\cos \phi_1 + \sqrt{(1 - \Delta)^2 - \text{Sen}^2 \phi_1}} \quad (3.112)$$

donde ϕ_1 es el ángulo de incidencia y Δ la diferencia fraccional de los índices de refracción (ver figura 3.39).

Si en incidencia oblicua, la componente de campo eléctrico es paralela al plano de incidencia, el coeficiente de reflexión estará dado por:

$$r_{\parallel} = \frac{(1 - \Delta)^2 \cos \phi_1 - \sqrt{(1 - \Delta)^2 - \text{Sen}^2 \phi_1}}{(1 - \Delta)^2 \cos \phi_1 + \sqrt{(1 - \Delta)^2 - \text{Sen}^2 \phi_1}} \quad (3.113)$$

. Los rayos de luz que inciden en la frontera entre el núcleo y el revestimiento a ángulos menores que el crítico, pasan a través del revestimiento sin ser reflejados por éste, refractándose y perdiéndose. Esto ocurre debido a la pequeña diferencia fraccional de los índices de refracción Δ .

En fibras ópticas utilizadas en comunicaciones, Δ oscila entre valores de 0.007 a 0.02.

A continuación se muestra una tabla en la que se indican los ángulos de incidencia, refracción y los coeficientes de reflexión para 3 valores de Δ .

Tabla (3.4)

$\Delta = 0.007, \phi_c = 83^\circ.21$				$\Delta = 0.01, \phi_c = 81^\circ.89$			
ϕ_1	ϕ_2	r_1	r_{11}	ϕ_1	ϕ_2	r_1	r_{11}
80°	82.63	0.154	0.147	80°	84.12	0.26	0.25
70°	71.14	0.031	0.024	70°	71.65	0.046	0.36
60°	60.70	0.014	0.007	60°	61.01	0.020	0.010
50°	50.48	0.008	0.001	59°	50.69	0.012	0.002
$\Delta = 0.02, \phi_c = 78.52$							
ϕ_1	ϕ_2	r_1	r_{11}				
75°	80.27	0.219	0.200				
70°	73.51	0.102	0.082				
60°	62.09	0.043	0.022				
50°	51.41	0.025	0.004				

3.26 APERTURA NUMERICA (NA).

Es un número que expresa la capacidad que tiene la fibra para recolectar la luz. La apertura numérica se relaciona con el ángulo de aceptación θ_m , el cual representa el máximo ángulo con respecto al eje longitudinal de la fibra al que puede incidir un rayo de luz en el núcleo para que la porción de luz transmitida sufra una reflexión interna total en el interior de ésta y pueda ser guiado por la fibra (ver figura 3.41).

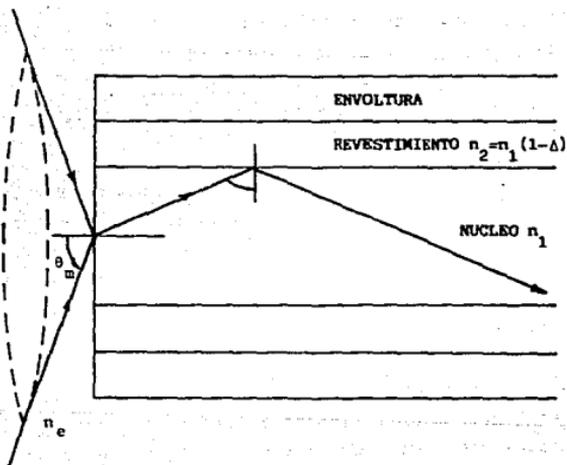


Fig. (3.41) Cono de Aceptación.

$$NA = \text{Sen } \theta_m = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e}$$
$$\theta_m = \text{Sen}^{-1} NA = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (3.114)$$

NA = Apertura numérica.

θ_m = Angulo máximo de aceptación.

n_e = Índice de refracción del medio externo a la fibra.

Cualquier rayo de luz que incida en el núcleo con un ángulo que satisfaga la ecuación (3.115) es aceptado confinándose a lo largo de la fibra. Nótese que el máximo ángulo θ_0 que satisface la ecuación (3.115) es θ_m el cual se denomina máximo ángulo de aceptación.

$$\theta_0 \leq \text{Sen}^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (3.115)$$

El máximo valor de apertura numérica es 1 y corresponde a un ángulo de $\theta_m = 90^\circ$. Los valores de apertura numérica normalmente están dentro del rango de 0.14 a 0.50 que equivale a ángulos θ_m de $8^\circ - 30^\circ$.

3.27 RAYOS OBLICUOS.

Los rayos oblicuos no están confinados a un solo plano, en lugar de eso, tienden a seguir una trayectoria tipo helicoidal poligonal que puede ser de mano derecha o manizquierda.

La figura (3.42) muestra un rayo de luz viajando a

través del núcleo de una fibra de índice escalonado.

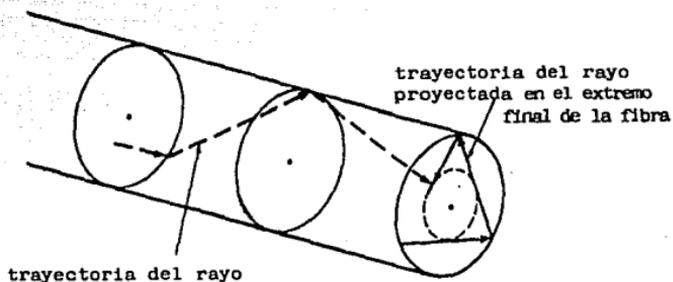


Fig. (3.42) Representación de un rayo óptico oblicuo viajando en una fibra óptica de índice es calonado.

Un rayo oblicuo puede describirse por medio de 2 ángulos γ y θ (ver figura 3.42). Nótese que γ es el ángulo entre la proyección BC del rayo sobre la sección transversal de la fibra y la normal OB trazada desde el punto de incidencia al centro o eje de la fibra. θ es el ángulo entre el rayo y la línea AC que es paralela al eje de la fibra. El ángulo de incidencia ABO está indicado por la letra ϕ .

La trayectoria de un rayo dado está descrita por la relación de los tres ángulos:

$$\text{Cos } \phi = \text{Sen } \theta \text{ Cos } \gamma$$

Para que ocurra una reflexión interna total, para rayos oblicuos se tiene que:

$$\text{Sen } \phi \geq \text{Sen } \phi_c$$

$$\text{Sen } \phi_c \geq \frac{n_2}{n_1}$$

$$n_1 \text{ Sen } \theta \text{ Cos } \gamma \leq \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (3.116)$$

El ángulo de entrada a la fibra θ_0 está relacionado con θ por la Ley de Snell:

$$n_e \text{ Sen } \theta_0 = n_1 \text{ Sen } \theta$$

$$\text{Sen } \theta_0 \text{ Cos } \gamma \leq \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} \quad (3.117)$$

Según la ecuación (3.16), la fibra permite la propa-

gación de rayos oblicuos que forman con el eje un ángulo θ mucho mayor que el ángulo crítico $\theta_c = 90^\circ - \phi_c$ de los rayos meridionales.

Para rayos guiados, $0 \leq \theta \leq \theta_c$ y γ comprendida dentro del rango de valores $0 < \gamma < 90^\circ$, donde $\gamma = 0$ corresponde a un rayo meridional y $\gamma = 90^\circ$ a un rayo que viaja en la frontera del revestimiento.

3.28 PROPAGACION EN UNA FIBRA OPTICA DE INDICE GRADUAL.

En estas fibras, el índice de refracción decrece con la distancia radial al centro de la fibra. Así, si un rayo penetra en el núcleo con un cierto ángulo se dirigirá hacia regiones de un índice de refracción más baja, siendo de esta forma, refractadas hacia el eje del núcleo.

La construcción más común utilizada para la variación de el índice de refracción en el núcleo obedece a la ley de potencias.

$$n(r) \begin{cases} n(0) \left(1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^\rho\right)^{1/2} & \text{para } 0 \leq r \leq a \\ n(0) (1 - \Delta) = n_2 & \text{para } r \geq a \end{cases}$$

donde "r" es la distancia radial a partir del eje de la fibra, "a" es el radio del núcleo, $n(0)$ es el índice de refracción en el eje del núcleo y n_2 es el índice de refracción del revestimiento y el parámetro ρ define la forma del perfil del índice de refracción.

Para $\rho = \infty$ se tiene una fibra con perfil de índice esalonado.

La diferencia de índices Δ para una fibra de índices gradual está dado por:

$$\Delta = \frac{n(0)^2 - n_2^2}{2n(0)^2} = \frac{n(0) - n_2}{n(0)} \quad (3.118)$$

En general, cuando el índice de refracción presenta un decrecimiento gradual con el radio, un rayo, al propagarse tendrá una trayectoria sinusoidal dentro del núcleo.

A pesar de que el rayo recorre una trayectoria más larga, su velocidad es mayor en las regiones de índice de refracción más bajo, por lo tanto, el tiempo de llegada es casi igual al de un rayo axial reduciendo de esta forma la dispersión modal.

En una fibra de índice gradual, los rayos oblicuos siguen una trayectoria casi helicoidal.

Apertura Numérica. La apertura numérica (NA) de una fibra de índice gradual es:

$$N.A. = \frac{n(0) \sqrt{2\Delta}}{n_e} \quad (3.119)$$

n_e es el índice de refracción del medio externo a la fibra.

3.29 DEGRADACION DE LA SEÑAL EN FIBRAS OPTICAS.

Los mecanismos de distorsión en una fibra óptica provocan que los pulsos de la señal óptica se ensanchen conforme se propagan a lo largo de la fibra. Si estos pulsos viajan una distancia considerable, se traslapan confundiendo con los pulsos adyacentes dando lugar a errores en el receptor. De igual importancia es la atenuación de la señal, que es una de las propiedades más importantes de una fibra óptica ya que ésta determina la separación máxima sin repetición de la señal entre un transmisor y un receptor.

3.29.1. DISPERSION.

Básicamente, la dispersión se entiende como un ensanchamiento del pulso óptico al propagarse éste a lo largo de la fibra.

El efecto de los mecanismos de dispersión determinan el ancho de banda de la fibra.

Existen 3 tipos básicos de dispersión en las fibras ópticas:

3.29.2 DISPERSION MODAL.

Es el resultado de los diferentes valores de el retardo de grupo para cada modo individual en una frecuencia única. La variación en las velocidades de grupo de los distintos modos provoca un incremento en el rango de valores del retardo de grupo.

3.29.3 DISPERSION MATERIAL.

Ocurre debido a la variación no lineal de el índice de refracción en función de la longitud de onda óptica. Debido a que la velocidad de grupo V_g de un modo es una función de el índice de refracción, las diversas componentes espectrales de un modo dado viajarán a diferentes velocidades, dependiendo de la longitud de onda.

3.29.4 DISPERSION GUIAONDAS.

Se presenta cuando la velocidad de grupo del modo, cu ya constante de propagación β , varía con la longitud de onda. Si el ángulo entre el rayo que representa al modo y el eje de la fibra se altera con la longitud de onda, la trayectoria del rayo y su tiempo de tránsito también se modifica.

De los 3 efectos de dispersión, la dispersión mate--rial y la dispersión guía onda dependen del ancho de banda de la fuente.

La figura (3.43) hace una descripción esquemática de los 3 tipos de dispersión.

3.29.5 ATENUACION.

La atenuación de una señal es la pérdida de potencia; en el caso de una fibra óptica, está definida como la potencia óptica de salida (P_{out}) a partir de una longitud L a la potencia óptica de entrada (P_{in}). La atenuación (α) es expresada comunmente en decibeles por kilómetro (dB/Km).

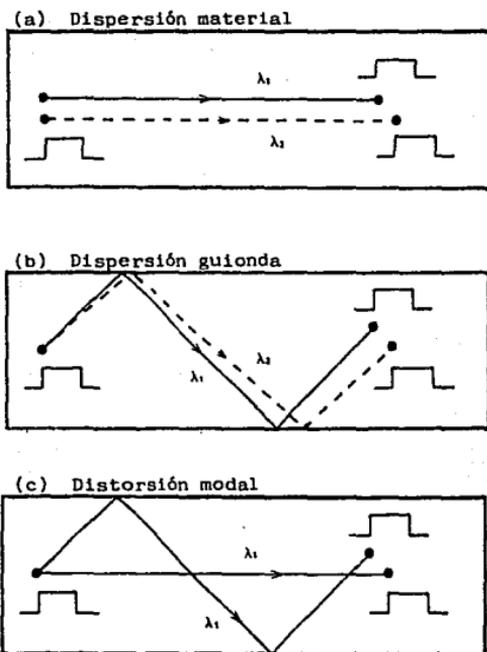


Fig. (3.43) Descripción esquemática de los 3 tipos de dispersión. (a) Un pulso a una sola longitud de onda, divide su potencia en modos que viajan a diferentes velocidades axiales, debido a las diversas trayectorias. (b) Pulsos en diferentes longitudes de onda (pero propagándose en el mismo modo) viajan sufriendo reflexiones con ángulos ligeramente diferentes dando lugar a distintas velocidades axiales.

$$\alpha = 10 \log \frac{P_{in}/P_{out}}{L}$$

Esta razón de potencias es una función de la longitud de onda, tal como se muestra en la figura (3.44).

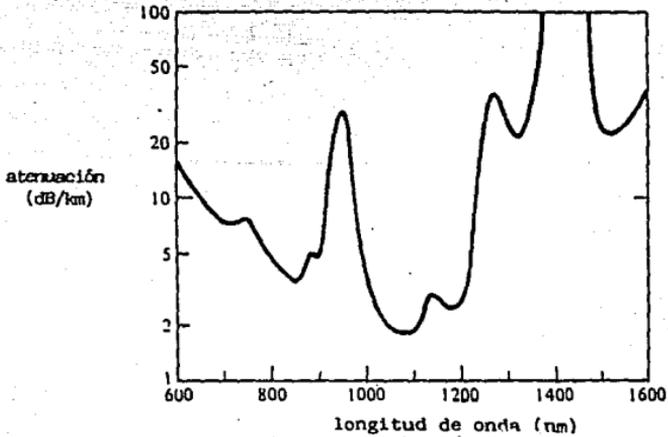
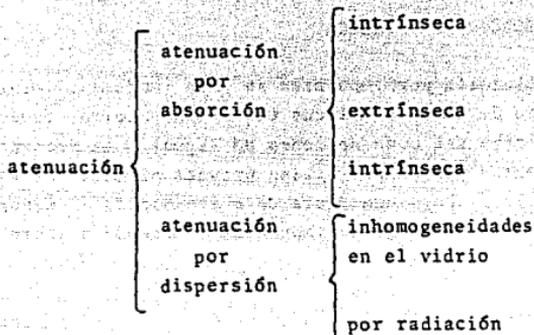


Fig. [3.44] Curva de atenuación contra longitud de onda de una fibra con alto contenido de impurezas.

La atenuación en una fibra óptica puede clasificarse de acuerdo a sus causas:



La absorción es un proceso en el cual, la energía electromagnética del campo luminoso excita un sistema cuya resonancia de oscilación es a la misma frecuencia que la del campo incidente. El efecto es una absorción de la energía óptica en un campo de vibración mecánica de tal sistema.

3.29.6 ABSORCIÓN INTRÍNSECA.

Está relacionada con el material con el que está hecha la fibra. Este es el principal factor físico que define la "transparencia" de una ventana de un material sobre una cierta región espectral dada. Ocurre cuando el material se encuentra en estado perfecto, sin variaciones de densidad, sin impurezas, etc. La absorción intrínseca fija el límite más bajo de absorción para cualquier material en particular.

La absorción en el ultravioleta esta relacionada con resonancias atómicas del oxígeno y cambia según la composición del vidrio.

3.29.7 ABSORCION EXTRINSECA.

La absorción por impurezas se debe fundamentalmente a la presencia de iones metálicos tales como hierro, cromo, cobalto y cobre así como de iones OH (agua). La presencia de unas cuantas partes por billón provoca pérdidas de varios decibeles. Para una fibra cuya atenuación es menor de 10 dB/Km, tiene un rango de impurezas comprendido entre 1 y 10 partes por billón.

La presencia del agua en forma de iones OH⁻ contribuye con picos de absorción angosto e intensos identificados en 1370, 1230 y 950 nm. Existe una combinación intermedia del tono fundamental de absorción a 2800 nm.

Entre estos picos de absorción, se encuentran las regiones de baja atenuación. Los "picos" y "valles" en la curva de atenuación permiten definir las "ventanas de transmisión" en una fibra óptica, tal como se muestra en la figura (3.44).

La figura (3.45) permite observar el desarrollo tecnológico en cuanto a la reducción de atenuación, durante la década de los 70's y principios de los 80's.

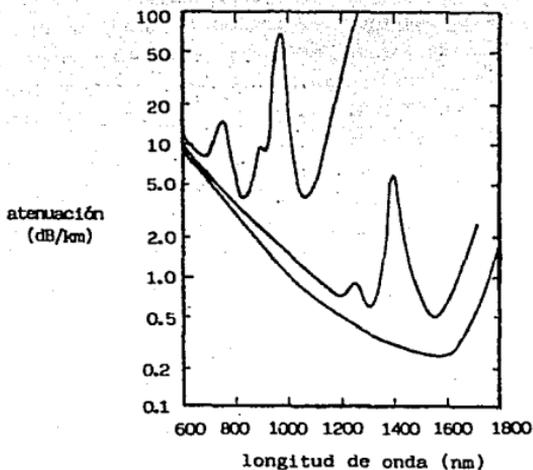


Fig. (3.45) Atenuación en fibras ópticas en función de la longitud de onda.

3.29.8 DISPERSION INTRINSECA.

Son debidas a variaciones microscópicas en la densidad del material a partir de fluctuaciones en su composición y defectos ocurridos durante el proceso de manufactura.

Un vidrio está compuesto de una red de moléculas aleatoriamente conectadas. Tal estructura contiene regiones en las cuales la densidad molecular es ya sea mayor o menor que el promedio de la densidad del cristal. Aunado a esto el vidrio está hecho de varios óxidos en los que pueden ocurrir fluctuaciones de composición. Estos 2 efectos dan lugar a variaciones en el índice de refracción lo cual ocurre dentro del vidrio sobre distancias que son más pequeñas comparadas con la longitud de onda.

3.29.9 DISPERSION POR INHOMOGENEIDADES EN EL VIDRIO.

Es provocada por inhomogeneidades en la fibra durante su manufactura. Imperfecciones en el proceso pueden producir rugosidades en la interfase núcleo-revestimiento.

3.29.10 DISPERSION POR RADIACION.

Es ocasionada por las aberraciones en la distribución radial del índice de refracción. También es provocada por las perturbaciones (microscópicas y macroscópicas) de la geometría de la fibra.

La fibra óptica está sujeta a esfuerzos mecánicos que pueden variar sus propiedades físicas. Por ejemplo, el hecho de someter una fibra óptica a un doblado con un radio de giro grande comparado con el diámetro de la fibra, tal como sucede al dar vuelta en una esquina o por condiciones de instalación. También se presentan esfuerzos aleatorios microscópicos en el eje de la fibra los cuales se incrementan al ser incorporada en los cables y ductos.

3.30 ANCHO DE BANDA EN FIBRAS OPTICAS.

El resultado de la distorsión de la señal inducida por la dispersión es que el pulso de luz se expande conforme viaja a lo largo de la fibra, provocando el traslape de los pulsos adyacentes (figura 3.46).

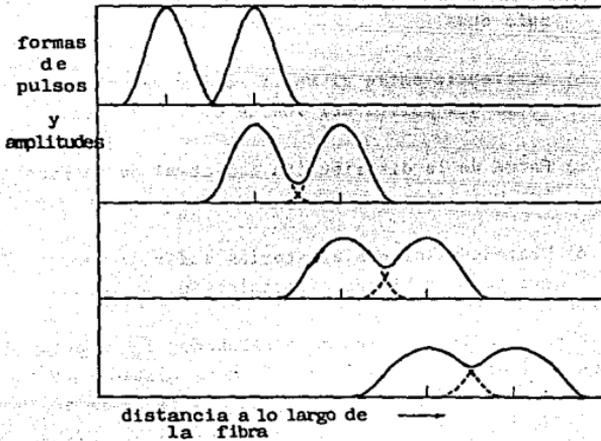


Fig. (3.46) Atenuación y traslape de dos pulsos adyacentes conforme viajan a lo largo de la fibra.

La medición de la capacidad de información de una -- gufa de onda óptica se expresa generalmente por el producto ancho de banda-distancia en MHz-km.

El ancho de banda en una fibra óptica es un parámetro complicado de obtener debido a que depende de diversos factores:

- a) Dispersión modal, dispersión material y dispersión gufa onda.
- b) Diferencia entre el valor real y valor ideal de la forma del perfil del índice de refracción.
- c) Forma de la distribución espectral de la fuente de luz utilizada.
- d) Microdesviaciones aleatorias sufridas por la fibra en su cableado o instalación.

Para una fibra de índice escalonado, los efectos de distorsión tienden a limitar el producto distancia ancho de banda en alrededor de 20 MHz-km. En fibras de índice gradual, el perfil radial del índice de refracción puede ser cuidadosamente seleccionado para que el ensanchamiento del pulso sea minimizado a una longitud de onda específica de operación. Esto ha permitido que el producto distancia-ancho de banda sea del orden de 2.5 GHz-km. Las fibras monomodo pueden con facilidad exceder este valor.

La figura (3.47) muestra la comparación de capacidad

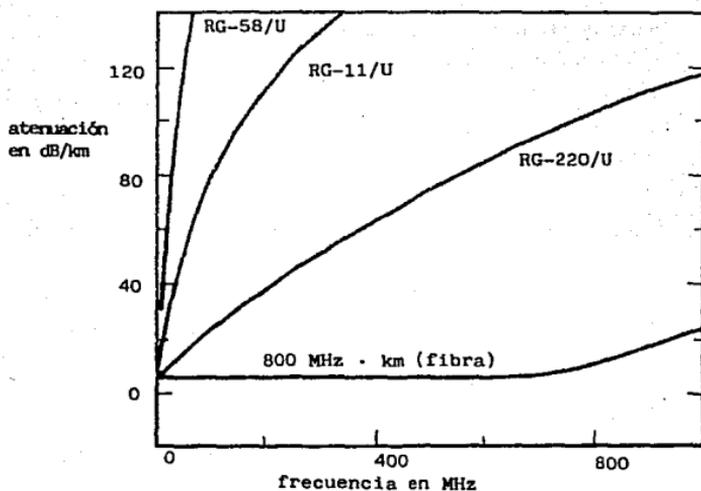


Fig. (3.47) Comparación de atenuación en función de la frecuencia de 3 cables coaxiales y una fibra óptica de 800 MHz-km.

de información de una fibra de 800 MHz-km con cables coaxiales típicos usados en UHF y VHF. La fibra mostrada tiene una atenuación a bajas frecuencias de 6 dB/km.

3.31 VENTAJAS EN EL USO DE FIBRAS OPTICAS.

- Permite la transmisión de datos a altas velocidades.
- Marcada reducción en la tasa de errores (máximo 10^{-9}), gran confiabilidad.
- Inmunitad a inducciones electromagnéticas e interferencias en radiofrecuencia. La fibra no puede ser interferida por conducción superficial.
- Ahorro en peso y dimensiones. El cable de fibra óptica multipar es de mucho menor diámetro que un cable de cobre multipar para la misma capacidad de transmisión.
- No es necesario el uso de conexiones de "tierra", ya que se eliminan problemas de aterrizaje y diferencia de potencial.
- La ruptura de una fibra óptica no provoca "cortos" ya que el medio de transmisión óptico involucra luz. Esto permite el uso de ésta tecnología en medios peligrosos tales como plantas químicas.
- El equipo no resulta dañado en el caso de una línea abierta.
- La fibra óptica no afecta a otros medios de comunicación.
- Baja pérdida en la potencia de la señal. El uso de fibras ópticas de alta calidad tiene menor atenuación que el par telefónica o el cable coaxial, por lo que se requiere de un menor cantidad de repetidores regenerativos.
- La fibra óptica resulta una solución ventajosa cuando

es utilizada en rangos de distancia comprendidos entre 1 y menores de 30 km. Para distancias mayores de 30 km no compete con los enlaces de microondas.

- No es afectada por efectos lumínicos del exterior.

3.32. DESVENTAJAS EN EL USO DE FIBRAS OPTICAS.

- Problemas de derivación en una red de comunicaciones.
- Problemas de alimentación de repetidores para sistemas de largo alcance.
- El empleo de fibras ópticas en el rango de distancias menores a 1 km, debe tener una justificación bien fundamentada ya que se encuentra en desventaja en cuanto a costos se refiere en comparación con otras alternativas de comunicación (coaxial y multipar).
- Falta de estandarización de productos.

3.33. APLICACIONES DE LAS FIBRAS OPTICAS EN COMUNICACIONES.

La primera aplicación en gran escala fué para líneas telefónicas. La experiencia telefónica demostró la confiabilidad y fácil manejo de las fibras en comunicaciones.

Las ventajas de las fibras ópticas expuestas anteriormente justifican su uso creciente en las comunicaciones. Es uno de los puntos claves que permitirán la implementación de una red digital de servicios integrados (ISDN).

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes that proper record-keeping is essential for transparency and accountability, particularly in the context of public administration and financial management. The text highlights the need for clear documentation to ensure that all actions are traceable and subject to review.

2. The second part of the document outlines the various methods and tools used for data collection and analysis. It mentions the use of surveys, interviews, and focus groups to gather qualitative and quantitative data. The text also discusses the importance of using reliable and valid measurement instruments to ensure the accuracy of the data collected.

3. The third part of the document focuses on the analysis and interpretation of the collected data. It describes the process of identifying patterns, trends, and relationships within the data. The text emphasizes the need for a systematic and objective approach to data analysis, avoiding biases and subjective interpretations. It also discusses the importance of presenting the findings in a clear and concise manner, using appropriate visual aids and statistical techniques.

4. The fourth part of the document discusses the implications and applications of the research findings. It highlights the potential for using the results to inform policy-making, improve organizational performance, and address social issues. The text emphasizes the need for a practical and actionable approach to applying the research findings, taking into account the specific context and needs of the organization or community.

5. The fifth part of the document concludes with a summary of the key points and a call to action. It reiterates the importance of maintaining accurate records, using reliable data collection methods, and applying the findings in a practical and actionable manner. The text encourages ongoing research and evaluation to ensure that the information remains relevant and useful over time.

CAPITULO 4

NORMAS

CAPITULO 4

NORMAS

Para obtener un sistema de comunicaciones que satisfaga las necesidades de comunicación a niveles de costo, eficiencia y confiabilidad aceptables, ha sido necesaria una normalización a nivel mundial que garantice dichas necesidades. El CCITT (Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía) es el organismo encargado de llevar a cabo las normalizaciones relativas a los canales de transmisión de datos que exigen un conocimiento de las redes de telecomunicación, o que pueden tener alguna influencia en esas redes.

Debido a la conformación de los canales de transmisión en la red telefónica conmutada o privada, es importante especificar las características de las señales de datos para mantener una transmisión de información de calidad satisfactoria y asegurar el correcto funcionamiento del sistema.

4.1 RECOMENDACION H. 51.

Niveles de potencia para la transmisión de datos por circuitos telefónicos.

Los objetivos perseguidos al especificar los niveles de las señales de datos, son los siguientes:

1. Para garantizar que la información a transmitir tenga una calidad satisfactoria y llevar a cabo una coordinación con dispositivos tales como receptores de señalización o supresores de eco; se debe controlar el nivel de las señales de datos transmitidas.
2. El funcionamiento correcto de los sistemas multicanales de portadoras desde el punto de vista de la carga y del ruido depende de la potencia media en los circuitos de transmisión de datos. Dicho valor de potencia no debe diferir mucho del valor convencional adoptado para la carga de un canal (* - 15 dbm0 en cada sentido transmisión). La utilización de tal valor convencional permite el uso de una proporción (inferior a 50%) de los canales de un sistema multicanal para aplicaciones distintas de la telefonía con niveles de potencia fijos de unos - 13 dbm0 en cada sentido de transmisión.

El libro amarillo, serie H del CCITT hace las siguientes recomendaciones:

Transmisión de datos por circuitos telefónicos arrendados (líneas privadas) establecidos por medio de sistemas de portadoras.

* La distribución a largo plazo de la potencia media en los canales de un sistema telefónico multicanal de portadoras tiene una desviación típica del orden de 4 db.

La potencia máxima aplicada a la línea por la estación de abonado no debe ser superior a 1 mW.

En los sistemas por los que se transmitan tonos permanentemente, por ejemplo en los sistemas con modulación de frecuencia, el nivel máximo de potencia en el punto de nivel relativo cero será de -13 dbm_0 y cuando se interrumpa la transmisión de datos durante un lapso de tiempo apreciable, el nivel de potencia se reducirá, de preferencia a -20 dbm o a un nivel inferior.

En los sistemas por los que no se transmitan tonos permanentes, por ejemplo, en los sistemas con modulación de amplitud, las características de la señal debe reunir los siguientes requisitos:

- a) El valor de la potencia en un minuto no excederá de -13 dbm_0 ;
- b) El valor máximo de la potencia instantánea no excederá el nivel correspondiente al de una señal senoidal de 0 dbm (ésto se encuentra sujeto a una confirmación posterior);
- c) La potencia máxima de la señal, determinada en un ancho de banda de 10 Hz centrada en cualquier frecuencia, no excederá -10 dbm_0 (sujeto a una confirmación posterior).

Transmisión de datos por la red telefónica con conmutación.

La potencia máxima aplicada a la línea por el aparato de abonado no debe ser superior a 1 mW, cualquiera que sea la frecuencia.

En los sistemas por los que se transmiten tonos permanentes, por ejemplo, en los sistemas con modulación de frecuencia o de fase, el nivel de la potencia -- transmitida por el aparato de abonado debe fijarse en el momento de la instalación con el propósito de tomar en cuenta la atenuación prevista entre el aparato de abonado y la entrada de otro circuito, de tal manera que el nivel de la señal correspondiente a la entrada de un circuito internacional no exceda de - 13 dbm0.

En los sistemas por los que no se transmitan tonos permanentes, por ejemplo, en los sistemas con modulación de amplitud, las características de la señal deben reunir todos los requisitos siguientes:

- a) El valor máximo de la potencia media en un minuto no excederá de - 13 dbm0;
- b) El valor máximo de la potencia instantánea no excederá del nivel correspondiente al de una señal senoidal de 0 dbm0 (sujeto a confirmación);
- c) La potencia máxima de la señal, determinada en un ancho de banda de 10 Hz centrada en cualquier frecuencia, no excederá de - 10 dbm0 (sujeto a una confirmación posterior).

En las comunicaciones establecidas por conmutación, puede ocurrir que la atenuación entre estaciones de abonados sea elevada, por ejemplo de 30 a 40 db; el nivel de las señales recibidas es por consiguiente muy reducido y éstas pueden verse perturbadas, por ejemplo, por los impulsos de marcación transmitidos a través de otros circuitos.

Si la demanda de conexiones para transmisión de datos por la red con conmutación se incrementa considerablemente, es posible que las administraciones deseen prever líneas especiales de abonado a 4 hilos. En este caso, los niveles a utilizar podrían ser los propuestos por los circuitos arrendados (líneas privadas).

4.2 RECOMENDACION V. 5.

Normalización de las velocidades binarias para transmisiones síncronas de datos por la red telefónica conmutada

Las transmisiones de datos en comunicaciones establecidas por la red telefónica general conmutada en las que se utiliza un modo de transmisión síncrono, se harán con un modo específico de modulación, bivalente o multivalente y transmisión en serie.

Las velocidades binarias para transmisiones síncronas por la red telefónica general con conmutación serán:

600, 1 200, 2 400 6 4 800 bits/seg.

Los usuarios elegirán entre estas velocidades de acuerdo a sus necesidades y las posibilidades ofrecidas por

la red. Las velocidades binarias no deberán deferir en ningún caso, en más de $\pm 0.01\%$ de los valores nominales. Ver libro amarillo, serie V del CCITT.

4.3 RECOMENDACION V. 6.

Normalización de las velocidades binarias para transmisiones síncronas de datos por líneas privadas de tipo telefónico.

Las transmisiones de datos en comunicaciones establecidas por líneas privadas de tipo telefónico (de calidad normal o especial) en las que se utiliza un modo de transmisión síncrono, se harán con un modo específico de modulación bivalente o polivalente y transmisión en serie.

Para la transmisión síncrona se recomienda dividir las velocidades binarias en dos categorías conocidas con los nombres de preferidas y suplementarias. Ambas categorías se definen con el término de velocidades binarias permitidas.

1. Gama de velocidades binarias preferidas (bits/seg)

600	4800
1200	7200
2400	9600
3600	

2. Gama de velocidades binarias suplementarias
(bits/seg).

1800	7800
3000	8400
4200	9000
5400	10200
6000	10800
6600	

3. Gama de velocidades binarias permitidas (bits/seg)

La gama se define como 600 veces N bits/seg., donde $1 \leq N \leq 18$ siendo N un número entero positivo.

El CCITT ha limitado el número de velocidades binarias y en consecuencia el número de tipos de modems necesarios permitiendo así el mejor uso de los progresos técnicos realizados en el desarrollo de modems.

Las velocidades binarias no deben exceder en ningún caso más de $\pm 0.01\%$ de sus valores nominales. Ver libro - amarillo, serie V del CCITT.

4.4 RECOMENDACION G. 612.

Características de los cables de pares simétricos concebidos para la transmisión de señales digitales de velocidad binaria del orden de 6 a 34 Mbits/seg.

Esta recomendación incluye la posibilidad de transmi-

tir a velocidades binarias menores o mayores adaptando en forma adecuada la separación entre las secciones de regeneración.

Para la transmisión de señales digitales, los parámetros a medir son la impedancia característica, la atenuación por unidad de longitud y la telediafonía entre los pares - utilizados en el mismo sentido de transmisión. Si la transmisión, en ambos sentidos, se efectúa en el mismo cable, es conveniente medir la paradiafonía entre los pares utilizados en sentidos de transmisión diferentes.

IMPEDANCIA CARACTERISTICA.

Puede medirse de la siguiente forma:

- a) En régimen sinusoidal, en cuyo caso el par probado deberá terminarse con una impedancia constante -- igual a la medida por el puente excepto si la longitud del par es suficiente para que el resultado de la medición sea independiente de la impedancia de terminación.
- b) Mediante un ecómetro de impulsos, en cuyo caso deberá compensarse la impedancia del par bajo prueba con la de una red equilibradora ajustable cuya graduación indicará el valor de la impedancia. El - par probado deberá estar terminado con una red -- idéntica.

ATENUACION POR UNIDAD DE LONGITUD.

El valor de la atenuación por kilómetro de los pares se deriva del valor de la atenuación de una sección elemental de cable (se considera una sección elemental de cable al conjunto formado por el medio físico de transmisión y todos los accesorios tales como empalmes, conectores incluidos entre 2 extremos de conexión consecutivos).

OBSERVACION.

Si se efectúa la medición en bucle, es necesario asegurarse de que la atenuación paradiafónica entre los extremos del circuito probado sea elevada.

DIAFONIA.

Puede especificarse en un régimen senoidal a una frecuencia cercana a la semifrecuencia de temporización del sistema considerado o en un régimen digital.

- a) MEDICIONES DE LA TELEDAFONIA.- Se efectúa entre los pares asignados a un mismo sentido de transmisión, a una frecuencia superior a 100 KHz aproximadamente. Si esta frecuencia no es la semifrecuencia de temporización del sistema, el valor a especificarse se corregirá utilizando el factor $20 \log_{10} f$.
- b) MEDICIONES DE LA PARADAFONIA.- Se llevan a cabo entre pares asignados a sentidos opuestos de transmisión y en un largo de fabricación, ya sea en régimen sinusoidal o en régimen digital.

DESCRIPCION DE LOS PARES Y DE LOS CABLES.

Las administraciones que deseen utilizar los cables de pares simétricos para la transmisión de señales digitales de velocidades Binarias del orden de 6 a 34 Mbits/s, deben utilizar en lo posible uno de los cables descritos a continuación.

CABLE CONECTADO PARA SER UTILIZADO A BASE DE UN CABLE PARA UN SOLO SENTIDO DE TRANSMISION.

Las características básicas de los pares se indican en el cuadro (4.1). Las características del cable construído con estos pares se muestran en el cuadro

Cuadro (4.1) Características básicas de los pares.

Características del par	Cable del tipo I
Diámetro de los conductores (mm)	0.64
Capacidad mutua de los pares (nF/km)	24.2
Impedancia característica (Ω)	178.0
Atenuación ⁽¹⁾ por unidad de longitud a 24°C (db/km)	13.5

¹⁾ La atenuación por unidad de longitud y la impedancia característica se miden a 3150 KHz.

Cuadro (4.2). Características del cable.

	Conjunto de valores 1	Conjunto de valores 2
Impedancia característica nominal Z_0 (ohms) valor medio deseado a 3150 KHz.	178	
Atenuación y diafonía		
Atenuación a 3150 KHz y 240°C (dB/km)		
Mínima de un par	11.8	11.8
Máxima de un par	14.35	14.6
Atenuación de telediafonía a 3150 KHz en dB, para una longitud de 300 m		
Resistencia en continua a 24°C (ohm/km)		
Máxima de un conductor	56.8	
Valor medio deseado	54.5	
Capacitancia mutua media del cable (nF/km)		
Máxima	25.4	
Mínima	23.0	
Valor medio deseado	24.2	
Valor eficaz de la desviación estándar (σ) de los pares de un cable (%)	≤ 7	
Desequilibrio de la capacidad con relación a tierra (pF/km)		
Máxima de un par	≤ 443	
Medio del cable	≤ 164	

Cables concebidos para ser utilizados en dos sentidos de transmisión por el mismo cable. Las características de los pares utilizados en cables de pares y de cuadretes se muestran respectivamente, en los cuadros (4.3) y (4.4).

Estos cables se encuentran constituidos en grupos, se parados por blindajes de cobre o aluminio; los pares de un mismo grupo están asignados a un mismo sentido de transmisión, por esta razón, los valores de paradiafonía solo se refieren a los pares que pertenecen a grupos distintos.

Cuadro (4.3) Características de pares utilizados en cables de pares.

Características		Tipo de cable						
		I	II	III	IV	V	VI	VII
Impedancia característica nominal Z_0 a 1 MHz (en ohms)		160	160	140	120	145	180	180
Telediafonía (Valores mínimos referidos a 1000 m) (dB)	1 MHz				56	64		
	4 MHz	43	43	40	44	52	40	40
	17 MHz				31	40		
Paradiafonía de 1 a 17 MHz (valores mínimos) (dB)		119	119	98	116	125	110	110
Atenuación nominal por unidad de longitud a 1 MHz (dB/km a 10°C)		7.0	9.3	10.5	9.5	5.2	8.2	8.0
Capacitancia nominal (nF/km)		28.5	28.5	31.5	35	50	24	24
Diámetro de los conductores (mm)		0.8	0.6	0.65	0.9	1.2	0.62	0.65

OBSERVACION. - Si la longitud del cable objeto de prueba es diferente de 1000 metros, el valor de telediafonía se ajustará a dicha longitud mediante una corrección de $10 \log_{10} L$.

Cuadro (4.4.) Características de cables de cuadretes.

Características		Tipo de cable	
		I	II
Impedancia característica nominal a 1 MHz (en ohms)		165	120
Telediafonía (Valores mínimos referidos a 1000 m) (dB)	1 MHz		56
	Cuadretes 4 MHz	46	44
	Diferentes 13 MHz	34	
	17 MHz	31	31
	El mismo 4 MHz	(45)	34
	Cuadrete 13 MHz	(25)	
	17 MHz	(21)	
Paradiafonía, de 1 a 17 MHz (valores mínimos en decibeles)		125	116
Atenuación nominal por unidad de longitud a 1 MHz (dB/km a 10° C)		8.8	9.5
Capacitancia nominal (nF/km)		28	38
Diámetro de los conductores (mm)		0.65	0.9

Ver libro amarillo, en serie G del CCITT.

4.5 RECOMENDACION G. 621.

Características de los cables de pares coaxiales de 0.7/2.9 mm.

Las administraciones que decidan utilizar para transmisiones digitales, pares coaxiales más pequeños que el de 1.2/4.4 mm deberá elegir los pares, en lo posible, de acuerdo a las indicaciones de la presente recomendación.

CARACTERISTICAS DEL PAR COAXIAL.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS DEL PAR COAXIAL.

- a) Impedancia Característica.- El valor nominal de la parte real de la impedancia característica a 1 MHz deberá ser de 75 ohms; el valor medio de la parte real de la impedancia de un par coaxial a 1 MHz no debe diferir del valor nominal en más de ± 2.5 ohms.

El cuadro (4.5) muestra, en forma general, la variación de la impedancia en función de la frecuencia.

Cuadro (4.5)

Frecuencia (MHz)	0.2	0.5	1	2	5	10	20	00
Impedancia (ohms)	77.7	75.9	75	74.2	73.4	73	72.8	72.2

b) Atenuación por Unidad de Longitud.- El valor nominal de la atenuación por unidad de longitud a 10°C y a 1 MHz es de 8.9 db/km. El cuadro (4.6) muestra la variación de la atenuación por unidad de longitud en función de la frecuencia a una temperatura de 10°C.

Cuadro (4.6)

Frecuencia (MHz)	0.2	0.5	1	2	5	10	20
Atenuación por unidad de longitud (db/km)	4.5	6.5	8.9	12.6	19.8	28	39.6

CONSTRUCCION MECANICA DEL PAR COAXIAL.

- a) El valor nominal del diámetro del conductor interior de hilo de cobre macizo es de 0.7 mm.
- b) El valor nominal del diámetro interior del conductor exterior es de 2.9 mm.
- c) Conductor exterior formado por una cinta de cobre con un grosor aproximado de 0.1 mm aplicada longitudinalmente.

Especificación del cable (largos de fabricación de unos 500 m):

Impedancia Característica.- Para comprobar el valor de la impedancia indicado anteriormente, se pueden efectuar

mediciones por medio de impulsos. Se considera como valor medio de la parte real de la impedancia a 1 MHz la componente resistiva de la red con la que se haya conseguido el mejor equilibrado del par coaxial medido.

Regularidad de Impedancia.- Las mediciones de regularidad de impedancia se efectúan por medio de ecómetros de impulsos desde uno o ambos extremos de los largos de fabricación.

ATENUACION POR UNIDAD DE LONGITUD.

a) Atenuación Paradiafónica.- La atenuación paradiafónica entre pares coaxiales utilizados para sentidos de transmisión diferentes, medido en la banda de frecuencias de 0.5 a 20 MHz en largos de fabricación, debe ser superior a 135 db para el 100% de las mediciones.

Rigidez Dieléctrica.- El par debe soportar una tensión alterna de 1000 volts valor eficaz a 50 Hz aplicada durante un minuto por lo menos entre los conductores interno y externo.

Resistencia de Aislamiento.- La resistencia de aislamiento entre los conductores interior y exterior del par coaxial, medida con una tensión estable comprendida entre 100 y 500 V no debe ser inferior a $10\ 000\ \text{MHz} \times \text{km}$ después de un minuto de electrización a una temperatura de 15°C por lo menos. La medición de la resistencia de aislamiento debe hacerse después de la prueba de rigidez dieléctrica. Esta prueba se debe llevar a cabo para cada largo de fabricación del cable.

Especificación de una Sección Elemental de Cable. La administración y el fabricante deben ponerse de acuerdo en cuanto a la determinación de si se realizarán pruebas en todas las secciones o en una cierta proporción de ellas.

Impedancia Característica.- El valor medio de la parte real de la impedancia de un par coaxial a 1 MHz no debe diferir del valor nominal (75 ohms) en más de 3 ohms.

Atenuación por Unidad de Longitud.- El valor real de la atenuación por unidad de longitud no debe excederse en más de ± 0.4 dB de su valor nominal (8.9 dB/km a 1 MHz y -10° C).

La atenuación medida en un cable a la temperatura media t° C se refiere a 10° C mediante la fórmula:

$$\alpha_{10} = \alpha_t \frac{1}{1 + k_a(t - 10)} \quad (4.1)$$

El coeficiente de variación de la atenuación en función de la temperatura k es de aproximadamente 1.8×10^{-3} por $^{\circ}$ C a frecuencias superiores de 2 MHz y de aproximadamente 1.9×10^{-3} por $^{\circ}$ C a 1 MHz.

Diafonía.- La atenuación paradiafónica entre pares coaxiales utilizados en sentidos de transmisión diferentes, medida en la banda de frecuencias de 0.5 a 20 MHz, en secciones de 2 y 4 km debe ser superior a 130 dB.

Rigidez Dieléctrica.- El par debe soportar una tensión continua de 1000 volts como mínimo, aplicada durante

un minuto por lo menos entre el conductor interior y el conductor exterior. Además, debe realizarse una prueba de rigidez dieléctrica entre el par coaxial y tierra, utilizando una tensión continua de 2000 volts como mínimo aplicada durante un minuto.

Resistencia de Aislamiento.- La resistencia de aislamiento medida entre los conductores interno y externo del par coaxial, debe llevarse a cabo con una tensión perfectamente estable dentro del rango de 100 a 500 volts después de un minuto de electrización. El valor de dicha resistencia no debe ser inferior a 5000 M ohms x km. La medición de la resistencia de aislamiento se hará después de la prueba de rigidez dieléctrica en cada sección elemental de cable.

4.6 RECOMENDACION G. 622.

Características de los cables de pares coaxiales de 1.2/4.4 mm.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS DEL PAR COAXIAL.

- a) Impedancia Característica.- El valor nominal de la parte real de la impedancia característica es de 75 ohms a 1 MHz. La tolerancia es de ± 1.5 ohms para telefonía.

El cuadro (4.7) muestra en forma general, las varia-

Ver libro amarillo, serie G del CCITT.

ciones de la impedancia en función de la frecuencia.

Cuadro. (4.7)

Frecuencia (MHz)	0.06	0.1	0.2	0.5	1	1.3	4.5	12	18
Impedancia (ohms)	79.6	78.9	77.4	75.8	75	74.8	74	73.6	73.5

b) Atenuación por Unidad de Longitud.- El valor nominal de la atenuación por unidad de longitud a 10°C y a 1 MHz es de 5.3 db/km. El cuadro (4.8) muestra la variación de la atenuación por unidad de longitud en función de la frecuencia.

Cuadro (4.8)

Frecuencia (MHz)	0.06	0.1	0.3	0.5	1	1.3	4.5	12	18
Atenuación por unidad de longitud (dB/km)	1.5	1.8	2.9	5.7	5.3	6.0	11	18	22

CARACTERISTICAS MECANICAS DEL PAR COAXIAL.

- a) El valor nominal del diámetro del conductor interno de hilo de cobre macizo es de 1.2 mm.
- b) El diámetro interior del conductor exterior es de 4.4 mm.

El conductor exterior cilindrico se construye mediante una cinta de cobre de 0.15 mm a 0.18 mm de espesor.

ESPECIFICACION DEL CABLE.

- a) Impedancia Caracterfstica.- El valor de impedancia indicado anteriormente se debe comprobar con mediciones por medio de impulsos. Se considera como parte real de la impedancia a 1 MHz la componente resistiva de la impedancia de la red con la que se haya conseguido mejor equilibrio del par coaxial medido.
- b) Regularidad de Impedancia.- Las mediciones de regularidad de impedancia se efectúan por medio de ecómetros de impulsos desde uno o ambos extremos de los largos de fabricación.
- c) Atenuación por unidad de longitud.

Diafonía.- La relación de telediafonía entre pares coaxiales de un cable que transmiten en el mismo sentido a cualquier frecuencia de la banda efectiva transmitida debe ser como mínimo igual a los valores indicados en el cuadro (4.9)

Cuadro (4.9) Relación telediafónica entre dos pares.

Longitud de la sección elemental de cable (km)	Relación telediafónica (dB)	
	Sin inversión de fase	Con inversión de fase en los repetidores.
8	87	--
6	89	80
4	93	--
3	95	83

- d) Rigidez Dieléctrica.- El par debe soportar una tensión alterna de 100 V, valor eficaz a 50 Hz, aplicada durante un minuto por lo menos entre el conductor interior y el conductor exterior.

Si se ha previsto que en servicio normal, los conductores exteriores de los pares coaxiales no estén conectados a tierra se hará una prueba de rigidez dieléctrica entre los conductores exteriores y la cubierta metálica puesta a tierra. Los conductores de los cuadretes o de los pares -- auxiliares deben estar conectados a los conductores exteriores de los pares coaxiales o la cubierta. Se aplicará en estas condiciones, por lo menos 1 minuto, una tensión alterna mínima de 2000 V valor eficaz a 50 Hz.

- e) Resistencia de Aislamiento.- La resistencia de aislamiento entre los conductores interno y externo del par coaxial, debe medirse con una tensión perfectamente estable comprendida entre 100 y 500 volts, el valor de tal resistencia, como mínimo, será de 5000 Mohms x km después de 1 minuto de electrización a una temperatura de por lo menos 15°C. La resistencia de aislamiento se mide después de la prueba de rigidez dieléctrica y se lleva a cabo en cada largo de fabricación del cable.

ESPECIFICACION DE UNA SECCION ELEMENTAL DE CABLE.

- a) Impedancia Característica.- Se deben satisfacer las condiciones ya especificadas anteriormente ($Z_0 = 75$ ohms a 1 MHz con una variación de ± 1.5 ohms).

- b) Atenuación por Unidad de Longitud.- El valor real de atenuación por unidad de longitud a 1 MHz no debe diferir del valor nominal en más de ± 0.2 dB.

La atenuación medida en un cable a una temperatura media de $t^{\circ}\text{C}$ se refiere a 10°C por medio de la siguiente ecuación:

$$\alpha_{10} = \alpha_t \frac{1}{1 + k_a (t - 10)} \quad (4.2)$$

donde $k_a = 2 \times 10^{-3}$ por $^{\circ}\text{C}$ si $f = 500$ KHz y a frecuencias inferiores, k_a aumenta ligeramente (2.8×10^{-3} por $^{\circ}\text{C}$).

- c) Diafonía.- La relación telediafónica entre 2 pares coaxiales de un cable que transmiten en el mismo sentido a cualquier frecuencia de la banda efectiva a transmitir, deben tener como valores mínimos, los indicados en el cuadro

Si se efectúa una inversión de fase, la relación paradiafónica para pares que transmiten en sentidos opuestos debe ser de 84 dB por lo menos para una sección elemental de cable de unos 6 km, y de 87 dB para una sección elemental de unos 3 km.

- d) Rigidez Dieléctrica.- El par deberá soportar una tensión continua de 100 volts por lo menos, aplicada durante 1 minuto como mínimo, entre el conductor interno y externo. Además, se debe efectuar una prueba de rigidez dieléctrica entre el par coaxial y tierra de acuerdo a lo indicado en el inciso (d) anterior.

- e) Resistencia de aislamiento.- Debe llevarse a cabo de la misma manera que la indicada en el inciso (e) de la sección de especificación de cable. La resistencia de aislamiento se mide después de la prueba de rigidez dieléctrica y se efectúa en cada sección elemental de cable.

La recomendación G. 622 anexa 2 cuadros los cuales ejemplifican valores de atenuación por unidad de longitud de par coaxial medida o especificada en algunos países. Ver cuadro (4.10) y (4.11).

4.7 RECOMENDACION G. 623.

Características de los cables de pares coaxiales de 2.6/9.5 mm.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS DEL PAR COAXIAL.

- a) Impedancia Característica.- La impedancia característica obedece a una ley de variación bien definida en función de la frecuencia:

$$Z = 74.4 \left(1 + \frac{0.0123}{\sqrt{f}} (1 - j) \right) \text{ ohms} \quad (4.3)$$

donde f es la frecuencia en MHz; la tolerancia para el valor 74.4 (impedancia a frecuencia infinita) es de ± 1 ohm.

- b) Atenuación por Unidad de Longitud.- La atenuación por unidad de longitud del par coaxial a la frecuencia de 60 MHz y a la temperatura de 10°C debe tener un valor de -

Cuadro (4.10)

Frecuencia (MHz)	0.060	0.1	0.3	0.5	1	4	12	18	52
Atenuación (dB/Km)	1.54	1.85	2.89	3.67	5.21	10.4	18.0	22.0	37.5
Tolerancia (dB/Km)	±0.1	±0.1	±0.1	±0.1	±0.1	±0.1	±0.2	±0.2	±0.5
Coefficiente de temperatura	0.0028	0.0026	0.0024	0.00225	0.0020	0.0020	0.0020	0.0020	0.0020

Cuadro (4.11)

Frecuencia (MHz)	60	100	200	300	500	700	1000	1300	4500
Atenuación especificada (dB/Km)	1.49	1.80	2.42	2.91	3.73	4.43	5.30	6.05	11.2
Tolerancia (dB/Km)	±0.1	±0.1	a)	a)	a)	a)	±0.2	±0.2	±0.2

a) No especificada

Ver libro amarillo, serie G del CCITT.

18.0 ± 0.3 db/km. El cuadro (4.12) muestra la variación de la atenuación en función de la frecuencia, para un valor nominal de 18 db/km a 60 MHz.

Algunas administraciones han considerado el uso de pares coaxiales de mayores dimensiones con la consiguiente disminución de la atenuación. Esto permite el uso de secciones elementales de cable más largas (2 km). Puede considerarse que los cables fabricados que reúnen varios pares coaxiales satisfacen la presente recomendación en lo que respecta a su empleo como soporte de sistemas de 60 MHz siempre y cuando las características de las secciones elementales de cable respeten las condiciones especificadas en la presente recomendación.

CONSTRUCCION MECANICA DE LOS PARES COAXIALES.

- a) El conductor interior es un hilo de cobre macizo de 2.6 mm de diámetro.
- b) El aislamiento se realiza de modo que el aislante, compuesto de gas y una substancia dieléctrica sólida de baja pérdida, tenga una permitividad lo suficientemente reducida para satisfacer las condiciones de la presente recomendación.
- c) El conductor exterior está constituido por una cinta de cobre de 0.25 mm de espesor, dispuesta alrededor del aislante en forma de cilindro de 9.5 mm de diámetro interior.

- d) Por razones de diafonía, es conveniente rodear el conductor exterior de cintas de acero dulce.

ESPECIFICACION DEL CABLE

- a) Impedancia Característica.- Se debe comprobar el valor de impedancia dado por la ecuación (4.3). Se pueden efectuar mediciones ya sea por medio de una señal sinusoidal o por medio de impulsos.

Se puede efectuar un equilibrado con relación a una impedancia de referencia variable o medir un coeficiente de reflexión con relación a un patrón fijo.

- b) Regularidad de Impedancia.- Las mediciones de regularidad de impedancia se efectúan por medio de ecómetros de impulsos, desde uno o ambos extremos de los largos de fabricación. La curva de eco debe trazarse con corrección en amplitud y si es posible en amplitud y en fase.

Para detectar irregularidades de carácter sistemático, deben efectuarse mediciones de la pérdida de retorno por irregularidades en una pequeña proporción de los largos fabricados. Los límites a respetar figuran en el cuadro (4.12).

Observación.- Los porcentajes indicados se refieren al conjunto de los pares de un lote de cables que serán objeto de una misma entrega.

- c) Atenuación por Unidad de Longitud.- En la atenuación de los pares coaxiales de un cable de fabricación cualquier

Cuadro (4.12) Mediciones de los largos de fabricación efectuadas con señales sinusoidales.

Tipo del sistema		Analógico		Digital	
Gama de frecuencias o velocidad		0.3 a 20 MHz	4 a 70 MHz	Alta Velocidad	Muy alta velocidad
Atenuación de la onda reflejada en las irregularidades					
Porcentaje de largos en cuestión		No procede	Alrededor del 5%	Alrededor del 5%	Alrededor del 5%
Banda de frecuencias en cuestión			4 a 62 MHz	20 a 100 MHz	62 a 500 MHz
Valor mínimo medido	100 %		35 dB	30 dB	20 dB
	95 %		38 dB	en estudio	en estudio
Banda de frecuencias en cuestión		No procede	52 a 62 MHz		
Coeficiente medio de reflexión de potencia	L = 250m		41 dB	35 dB	28 dB
	L > 500m		40 dB	en estudio	en estudio

ra con límites de atenuación nominal 18 db/km (a 60 MHz y 10°C), la diferencia entre el valor máximo y el valor mínimo de atenuación medidos a 60 MHz en los pares coaxiales de todas las secciones elementales de 1.5 km debe ser inferior a 0.4 dB/km (referido a 10°C por medio de la ecuación 4.4).

$$\alpha_{10} = \alpha_t \frac{1}{1 + k_a (t - 10)} \quad (4.4)$$

donde $k = 0.002$ por °C y $f > 1$ MHz.

- d) Diafonía.- La diafonía entre pares se indica en la sección de especificación de una sección elemental de cable
- e) Rigidez Dieléctrica.- El par debe soportar durante 1 minuto una tensión alterna de 2000 V_{rms} a 50 Hz aplicada entre el conductor interior y el conductor exterior conectado a la cubierta. Esta prueba debe efectuarse en cada largo de fabricación de cable.
- f) Resistencia de Aislamiento.- La resistencia de aislamiento entre los conductores interior y exterior del par coaxial, debe medirse con una tensión estable en el rango de 100-500 volts. El valor de la resistencia de aislamiento no debe ser inferior a 5000 Mohms x km después de 1 minuto de electrización a una temperatura de por lo menos 15°C y tiene que llevarse a cabo después de la prueba de rigidez dieléctrica.

ESPECIFICACION DE UNA SECCION ELEMENTAL DE CABLE.

- a) Impedancia Característica.- Se aplican las condiciones

especificadas en la sección de características eléctricas del par coaxial (inciso a) y especificación del cable.

- b) Regularidad de Impedancia.- Las mediciones de regularidad de impedancia se efectúan desde cada extremo de la sección elemental de cable.
- c) Atenuación por Unidad de Longitud.- En un cable de fabricación dada cualquiera, cuya atenuación nominal ya ha sido fijada (características eléctricas del par coaxial), el rango entre el valor máximo y el valor mínimo de atenuación media a 60 MHz en los pares coaxiales de todas las secciones elementales de 1.5 km debe ser inferior a 0.4 db/km (valor referido a 10°C).

La atenuación medida en un cable a una temperatura media de t °C se refiere a 10°C mediante la ecuación (4.5).

$$a_{10} = a_t \frac{1}{1 + k_a (t - 10)} \quad (4.5)$$

k_a es el coeficiente de temperatura y es igual a 0.002 - cuando $f > 1$ MHz.

- d) Diafonía.- La relación de telediafonía entre 2 pares coaxiales de un cable a cualquier frecuencia de la banda efectiva transmitida debe tener como mínimo los valores indicados en el cuadro

En el caso de cables utilizados a 60 MHz, la atenuación paradiafónica debe ser, como mínimo de 140 db. Para los

Cuadro (4.13) Valores mínimos de relación telediafónica entre 2 pares coaxiales.

Longitud	Banda de Frecuencias	Relación Telediafónica
(Km)	(MHz)	(dB)
9	0.06 a 4.3	85
4.5	0.3 a 12.5	94
1.5	4 a 62	130

demás sistemas no se fija ningún límite ya que la relación paradiafónica en condiciones de servicio es superior a la relación telediafónica.

Estos valores comprenden la contribución de accesorios asociados a la sección elemental de cable (conectores coaxiales).

Observación.- Estos límites permiten obtener un valor de 65 dB para la relación telediafónica de la peor sección homogénea de 280 Km suponiendo que en la banda de frecuencias considerada interviene únicamente la telediafonía debida al cable y que la variación de la relación telediafónica mínima en función de la distancia L (expresada en Km) obedece aproximadamente a la ley $(2/3) (20 - \log_{10} 280/L)$.

- e) Rigidez Dieléctrica.- El par debe soportar una tensión continua de 2000 V aplicada entre el conductor interior

y el conductor exterior conectado a la cubierta. Esta prueba de rigidez dieléctrica deberá efectuarse en cada sección una vez terminado el tendido.

- f) Resistencia de Aislamiento.- La resistencia de aislamiento entre los conductores interno y externo del par coaxial medida con una tensión perfectamente estable comprendida entre 100 y 500 volts no debe ser inferior a 5000 Mohms/Km después de 1 minuto de electrización, la prueba de resistencia de aislamiento deberá llevarse a cabo después de la prueba de rigidez dieléctrica. Esta medición se efectuará en cada sección.

Ver libro amarillo, serie G del CCITT.

CAPITULO 5

RUIDO

CAPITULO 5

RUIDO

5.1 DISTORSION DE ATENUACION.

El fenómeno de distorsión de atenuación se presenta cuando la respuesta en amplitud de el canal de transmisión no es plana sobre un amplio rango de frecuencias. Por ejemplo, considere que un pulso es aplicado a una línea de transmisión, el espectro en frecuencia de dicho pulso consta de varias componentes de frecuencia las cuales al viajar a través del canal experimentan diferentes valores de atenuación.

Estas componentes de frecuencia se suman todas juntas al final de la línea para formar nuevamente el pulso transmitido. Debido a que la relación de amplitudes entre las componentes es diferente a la que se tenían al principio de la línea, al ser estas sumadas conjuntamente, daran una forma de onda diferente a la transmitida, es decir, el pulso se distorsionará.

En la figura (5.1) se muestra una señal de prueba cuya función es $x(t) = \cos \omega_0 t - 1/3 \cos 3\omega_0 t + 1/5 \cos 5\omega_0 t$, la cual se aproxima a una onda cuadrada.

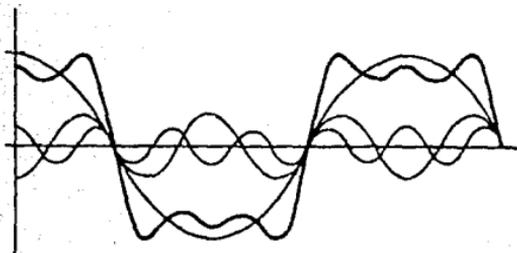


Fig. (5.1) Señal de Prueba.

Si la componente de alta o baja frecuencia se atenúa a la mitad, las señales resultantes se distorsionarán como puede observarse en la figura (5.2).

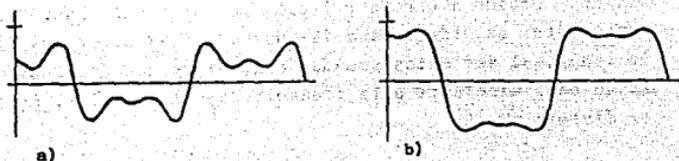


Fig. (5.2) Distorsión en amplitud de la señal de prueba
(a) atenuada la baja frecuencia (b) atenuada la alta frecuencia.

A modo de ejemplo, en la tabla (4.10) y en la figura (6.14) se pueden apreciar como varía la atenuación con la frecuencia en líneas coaxiales.

Observese que el valor de atenuación, en una línea de transmisión con pérdidas, depende de los parámetros primarios de la misma (ecuación 3.42); el cambio en la resistencia es la contribución primaria al incremento de atenuación como una función de la frecuencia. Para cables coaxiales, este incremento de resistencia es debida fundamentalmente al efecto piel. Para pares torcidos e hilos paralelos, los efectos de proximidad y las pérdidas de radiación provocan que las curvas a α vs f no sean lineales; para frecuencias más elevadas (sobre 100 KHz), la atenuación es una función de la resistencia D.C. más un incremento de resistencia debido al efecto piel y a los efectos de pérdida por radiación.

5.2 DISTORSION POR RETARDO DE GRUPO (DE ENVOLVENTE).

La distorsión por retardo de grupo se presenta en una línea de transmisión cuando la velocidad de propagación de una señal varía con la frecuencia (a tal variación de la velocidad en función de la frecuencia se denomina dispersión)

La velocidad de propagación de una onda a lo largo de la línea depende de las propiedades del medio a través del cual se transmite.

Si un pulso de duración finita (compuesto de un espectro en frecuencia continuo) se propaga en una línea de ---

transmisión con dispersión, cada componente del espectro en frecuencia del pulso viajará a distintas velocidades, originando una distorsión.

La sección describe con mayor detalle el comportamiento de líneas de transmisión con dispersión y sin dispersión e incluye la relación existente entre la velocidad de propagación, la constante de fase y la frecuencia para ambos medios (dispersos y no dispersos).

5.3 GOLPES DE FASE Y GANANCIA.

Los cambios de fase y ganancia pueden ocurrir rápidamente debido a la conmutación del equipo de respaldo, desvanecimientos en rutas de microondas y ruido transitorio el cual se puede acoplar en la fuente de la portadora. Una ganancia o golpe de fase es registrado cuando el cambio dura 4 ms o más. El nivel de umbral en el cual el golpe es registrado se ajusta de la siguiente manera:

Golpe de ganancia: ± 1 a 6 dB

Golpe de fase : 5° a 45°

El contador de ruido es desinhibido cuando un golpe de ganancia o de fase ocurre. Los golpes de fase menores de 15° normalmente no causan serios problemas.

Los golpes de ganancia son medidos usando tonos de prueba de 1004 o 1020 Hz (CCITT Recomendación 9.91). Una caída es una interrupción corta de servicio que dura 4 ms o más. Una reducción de 12 dB en el nivel de una señal reci-

bida es interpretada como una interrupción.

El ruido impulsivo, los golpes de ganancia y fase, así como caídas, todo esto junto se denomina transitorios de línea.

En la figura (5.3) se esquematizan los transitorios de línea mencionados.

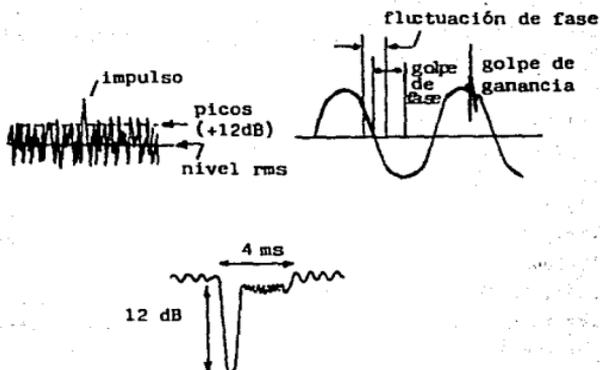


Fig. (5.3) Transitorios de línea (a) ruido impulsivo; (b) golpes de fase y ganancia; (c) caídas de nivel de señal.

5.4 FLUCTUACIONES DE FASE (PHASE JITTER).

Las fluctuaciones de fase son una modulación angular no deseada. Esto significa un cambio instantáneo en frecuencia de ciclo a ciclo y ocurre cuando la frecuencia de ruido modula a la frecuencia de portadora.

Considerando que la transmisión de datos es básicamente una serie de pulsos binarios, conforme la velocidad de transmisión se incrementa dichos pulsos tienden a reducir su período. Eventualmente, un pequeño desplazamiento de uno de los pulsos debido a la oscilación (Jitter) puede provocar que el equipo receptor decida la presencia de un pulso cuando en realidad no lo había o viceversa. Debido a esto las fluctuaciones de fase tienen un efecto desastroso en la transmisión de datos a gran velocidad, siendo esta la principal causa de errores; no obstante está estrechamente relacionada a otros tipos de impedimentos de transmisión. Además, la técnica de modulación usada en un modem en particular tiene mucho que ver con la tolerancia del "jitter", ruido y otros impedimentos.

Las fluctuaciones de fase, son causadas principalmente por la oscilación de la fuente de poder ya que estas oscilaciones modulan la frecuencia del generador. Como las frecuencias son multiplicadas en el esquema de modulación de la portadora, la magnitud de éste "zumbido de modulación" (jitter) es incrementado en proporción a la modulación en frecuencia. La fluctuación de fase resultante de cada portadora es impartida a todas la señales afectadas por esa portadora. La frecuencia de jitter es la misma que

la frecuencia del modulador, en este caso, la línea de alimentación de 60 Hz y sus diferentes armónicas.

El ruido de intermodulación y otra clase de señales se filtran dentro de la banda de frecuencia contribuyendo a las lecturas de fluctuaciones de fase.

La técnica común utilizada por los instrumentos de medición modernos para determinar las fluctuaciones de fase es la detección de cruce por cero en el cual se aplica el término jitter para indicar cualquier variación en el punto de cruce tomado como referencia.

Un método efectivo para medir la distorsión en un sistema de transmisión de datos PAM en banda base se fundamenta en el patrón de ojo (ISI = intersimbole interference). Observando dicho patrón, se pueden construir curvas las cuales dan el rango de fluctuación como una función de la longitud de la línea.

Para interpretar un diagrama de ojo considerese un sistema binario PAM. La forma de onda libre de ruido y sin distorsión se muestra en la figura (5.4 a). Cuando los segmentos de esta forma de onda son sobrepuestos uno sobre otro resulta un patrón de ojo abierto. Notese que la línea vertical dibujada a través del centro del patrón de ojo revela que si el tiempo de muestreo es correcto, el valor de todas las muestras será de $\pm A$.

La figura (5.4b) muestra una versión distorsionada de la forma de onda y su correspondiente patrón de ojo el cual

parece cerrarse, además, los valores muestreados están distribuidos alrededor de $\pm A$, por lo que la decodificación de la forma de onda recibida es un poco más difícil. Finalmente, la figura (5.4c) muestra una versión distorsionada por ruido, la cual corresponde a la forma de onda recibida. El patrón de ojo revela información útil acerca de la ejecución del sistema.

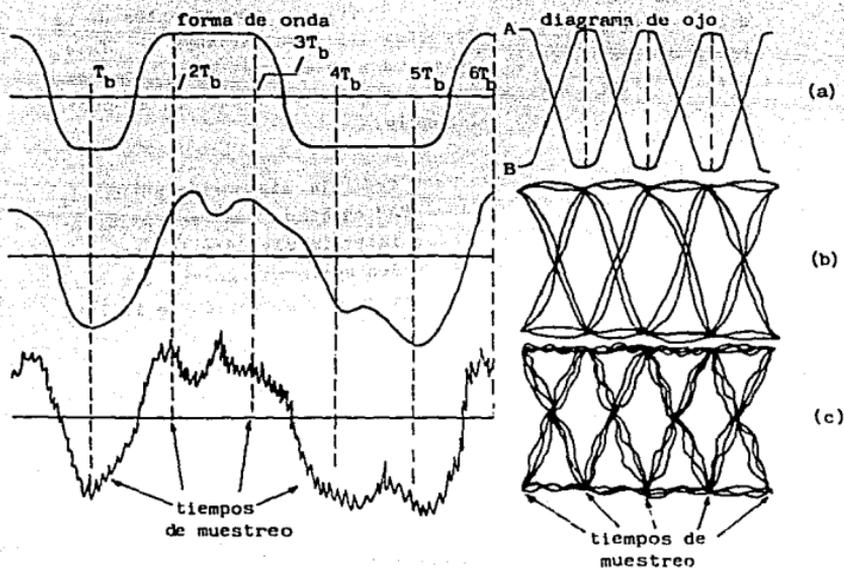


Fig. (5.4) Diagrama de ojo de un sistema binario PAM. (a) ideal; (b) distorsionado; (c) distorsión más ruido.

Si el tren de bits es aplicado al barrido horizontal de un osciloscopio se obtiene un patrón de ojo como los mostrados en la figura (5.4).

La formación de un patrón de ojo en un circuito digital es sencillamente la superposición sobre un intervalo unitario (período) de transiciones de 0 a 1 y viceversa, cada una, precedida y seguida por combinaciones de 1 y 0.

La construcción esquemática de un patrón de ojo se muestra en la figura (5.5).

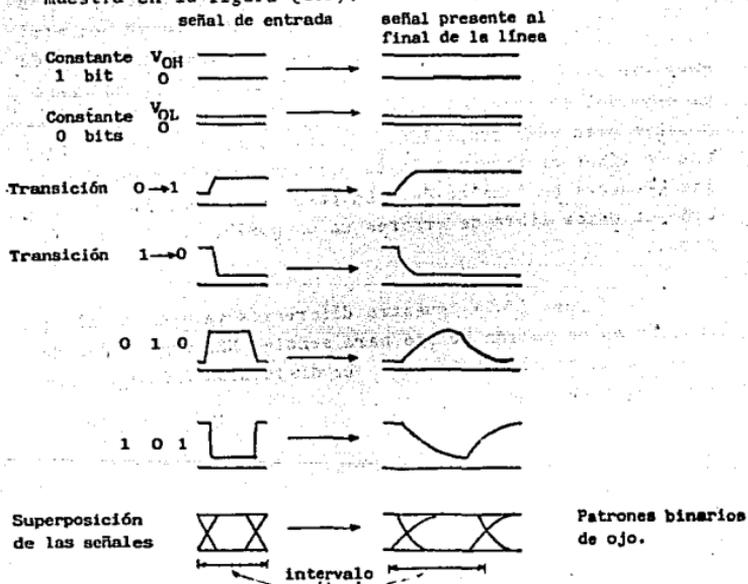


Fig. (5.5) Formación del patrón de ojo por superposición.

La distorsión que experimenta la señal en la transmisión tendrá el efecto de cerrar éste ojo reduciendo la apertura y produciendo errores.

La figura (5.6) muestra un patrón de ojo binario típico para datos NRZ (no return to zero). Obsérvese que las líneas de detección de cruce están centradas en la apertura del ojo.

La variedad de trazos que cruzan el nivel de umbral del detector es una medida directa de la transición pico a pico de la señal de datos. La altura del trazo ya sea arriba o abajo del nivel umbral del receptor en el instante de muestreo es el margen de ruido del sistema; si no es claro el espacio, la transmisión de datos libre de errores no es posible para esas condiciones de velocidad de datos y longitud de línea de transmisión en particular, sin recurrir a las técnicas de igualación. En casos extremos, la recuperación de datos libre de errores no es posible con dicha técnica.

La figura (5.7) muestra diferentes valores de fluctuación en un patrón de ojo para señales NRZ con varios valores de distorsión isócrona. La distorsión isócrona (ID) está definida como:

$$ID = \frac{t_{res}}{t_{ui}} \times 100\%$$

donde

t_{res} = Puntos de cruce oblicuos de umbral.

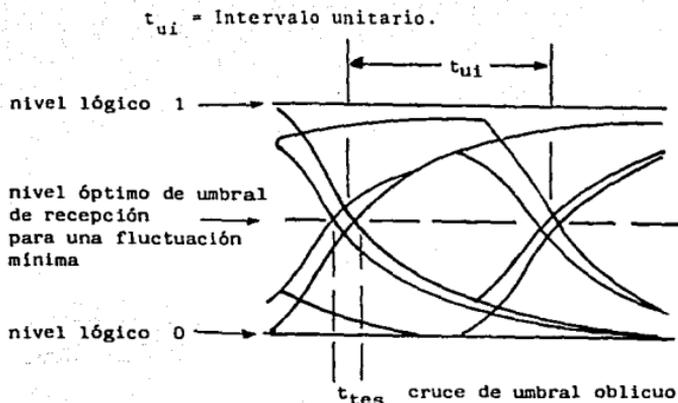


Fig. (5.6) Características de un patrón de ojo.

El patrón de ojo muestra la transición mínima de fluctuación pico a pico para una línea de longitud dada, tipo de línea, código de pulso y rango de modulación emplados.

Las fluctuaciones mínimas son solamente obtenibles bajo las siguientes condiciones:

1. Los niveles de señal 1 y 0 producidos por el transmisor son simétricos y el umbral de decisión del receptor (para una señal NRZ) se ubica en un punto tal que coincida con la media de estos dos niveles.
2. La línea debe estar perfectamente terminada en su impedancia característica para prevenir reflexiones que alteren la señal en el umbral de decisión.

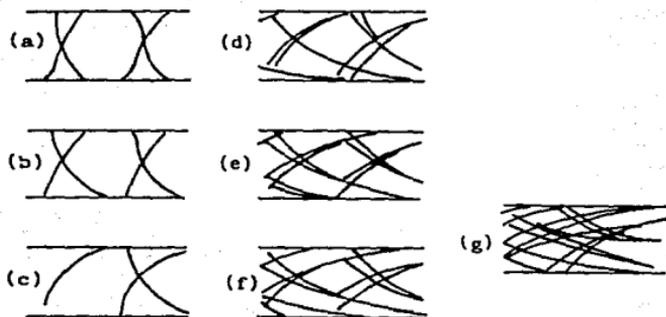


Fig. (5.7) Patrones de ojo para señales NRZ con diversos valores de jitter. (a) sin ISI; (b) 5% de jitter; (c) 10% de jitter; (d) 20% de jitter; (e) 30% de jitter; (f) 50% de jitter; (g) 100% de jitter.

3. Los tiempos de retardo a través de los dispositivos transmisor y receptor para ambos estados lógicos es simétrico y no hay diferencia relativa, es decir, la diferencia entre $L \rightarrow H$ y $H \rightarrow L$ en cuanto a retardo de propagación es cero.

5.5 RUIDO TÈRMICO.

El ruido tèrmico ocurre en todos los medios de transmisi3n y en todos los equipos de comunicaci3n. Cualquier partìcula a una temperatura diferente de cero absoluto -- (0°K), posee una energìa tèrmica que se manifiesta como movimiento aleatorio o agitaci3n tèrmica. Si la partìcula es un electr3n, su movimiento aleatorio origina una corriente aleatoria cuyo valor medio es cero; si esta ocurre en un medio conductor, se produce un voltaje aleatorio conocido como ruido tèrmico o ruido de resistencia. La medida de potencia de dicho ruido es en tÈrminos de temperatura.

Se ha determinado experimentalmente que el voltaje de ruido tèrmico $V(t)$ que aparece a travÈs de las terminales de una resistencia R se caracteriza por tener una distribuci3n uniforme de energìa sobre el espectro en frecuencia y una distribuci3n normal (Gaussiana). El valor cuadràtico medio del ruido tèrmico \bar{v}^2 es:

$$\bar{v}^2 = \frac{2(\pi kT)^2}{3h} R \text{ (volts}^2\text{)} \quad (5.1)$$

donde,

k = Constante de Boltzman = 1.37×10^{-23} joules/grado.

h = Constante de Planck = 6.62×10^{-34} joules/segundo.

T = Temperatura en °Kelvin.

La densidad espectral del ruido tèrmico estÀ dada por la ecuaci3n

$$G_v(f) = \frac{2Rh|f|}{e^{h|f|/kT} - 1} \text{ (volts}^2\text{/Hz)} \quad (5.2)$$

La figura (5.8) muestra la densidad espectral de -- ruido térmico para $f \geq 0$.

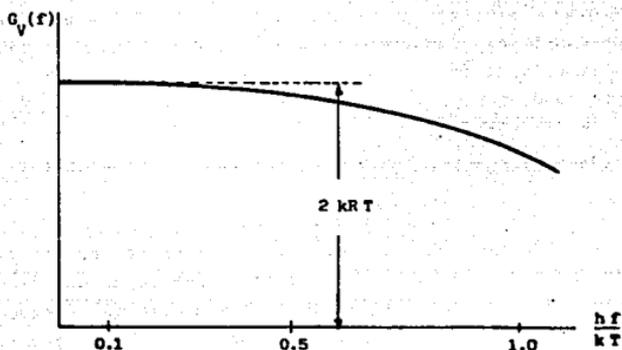


Fig. (5.8) Densidad espectral del ruido térmico, v^2/Hz .

Si se considera que la temperatura de la resistencia en condiciones normales es de 290°K ($t_0 = 290^\circ\text{K}$), tiene como consecuencia que la densidad espectral del ruido térmico es constante para un amplio rango de frecuencias, es decir, $|f| < 0.1 kT_0/h = 10^{12}$ Hz, por lo que:

$$G_v(f) = 2RkT \text{ (v}^2\text{/Hz)} \quad (5.3)$$

La resistencia de ruido R puede ser representada por el circuito equivalente mostrado en la figura (5.9).

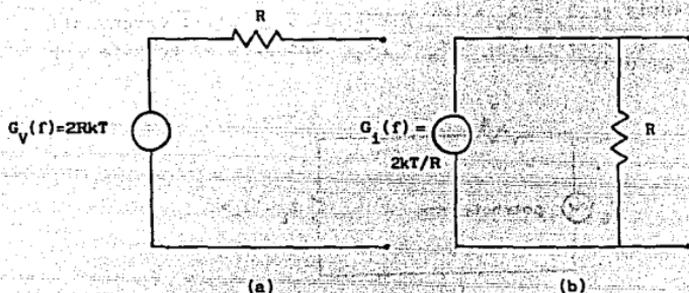


Fig. (5.9) (a) circuito equivalente de Thévenin;
(b) circuito equivalente de Norton.

En la figura (5.9a) la resistencia de ruido es reemplazada por una resistencia sin ruido, ficticia del mismo valor y el ruido se substituye por medio de un generador de voltaje de valor cuadrático medio. La figura (5.9b) es el equivalente de Norton con un generador de corriente de valor cuadrático medio.

En un sistema de comunicaciones se busca el mejor acoplamiento posible entre la fuente y la carga; dado que la potencia disponible es la potencia máxima que se puede entregar a una carga a partir de una fuente que tiene resistencia fija diferente de cero, la transferencia de poten-

cia máxima se llevará a cabo solamente cuando la impedancia de carga sea el complejo conjugado de la impedancia de la fuente.

La figura (5.10a) muestra una fuente de señal cuya impedancia es $Z_s = R_s + jX_s$ y voltaje V_s . Si la carga está acoplada, es decir, $Z_L = R_s - jX_s$, entonces el voltaje terminal es $V_s/2$.

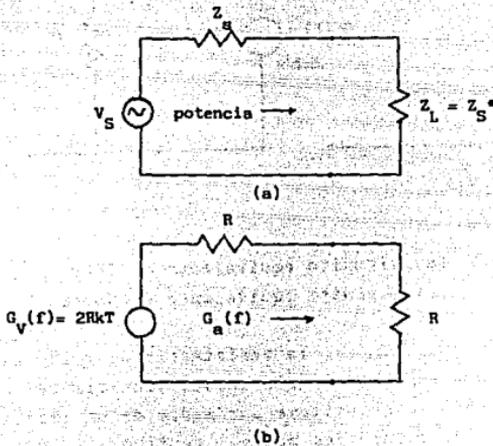


Fig. (5.10) (a) fuente con carga acoplada;
(b) resistencia térmica con carga acoplada.

Aplicando el concepto a una resistencia térmica vista como fuente de ruido (figura 5.10b), la potencia disponible esta dada por:

$$G_a(f) = \frac{G_v(f)}{4R} = \frac{kT}{2} \text{ watts/Hz} \quad (5.4)$$

Una resistencia térmica entrega un máximo de $kT/2$ -- watts/Hz a una carga acoplada sin importar el valor de R.

Existen diversos tipos de fuentes de ruido Gaussianas las cuales tienen una densidad espectral plana sobre un amplio rango de frecuencias. Dicho espectro posee todas las componentes en frecuencia en la misma proporción por lo que se le designa *ruido blanco*. La densidad espectral de potencia del ruido blanco es, en general:

$$G(f) = \frac{n}{2} \text{ watts/Hz} \quad (5.5)$$

el factor 1/2 indica que se asocia la mitad de la potencia con la frecuencia positiva y la mitad con la frecuencia negativa. Esto se muestra en la figura (5.11).

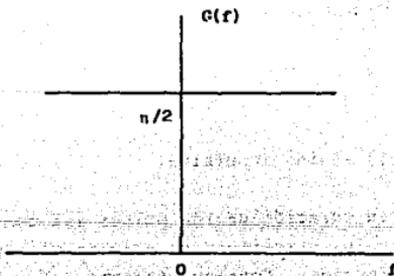


Fig. (5.11) Densidad espectral de potencia del ruido blanco.

5.6 RUIDO IMPULSIVO.

Son variaciones de corta duración y picos muy elevados. Generalmente se acepta que los picos de ruido impulsivo están a 12 db por encima del nivel de ruido rms. La figura (5.12) muestra los picos de ruido impulsivo en comparación con un nivel de referencia de ruido.

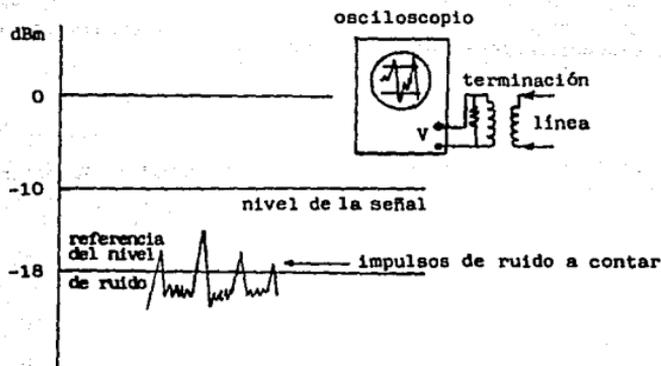


Fig. (5.12) Ruido Impulsivo.

La corta duración de los pulsos así como su aparición esporádica en los circuitos, no permite el uso de medidores de ruido ordinarios. Consecuentemente, el ruido impulsivo es medido en términos de el número de pulsos ocurridos en un periodo de tiempo determinado, siempre y cuando dichos

pulsos excedan la magnitud de referencia.

El nivel de referencia de 8 db perteneciente al nivel de la señal es generalmente aceptado, el cual llega a tener valores de -18 dbm_0 para un nivel de señal de -10 dbm_0 en una línea "half duplex".

En circuitos arrendados, con un nivel límite de -21 dbm_0 mínimo, es admisible como límite 18 impulsos contados en 15 minutos. Cabe mencionar que el ruido impulsivo provoca más problemas en la transmisión de datos que en la transmisión de voz, además, el nivel límite y el número de impulsos contados están sujetos a variaciones dependiendo de la velocidad de transmisión y tipo de técnica de detección usada, ya que algunas técnicas son más sensibles al ruido impulsivo que otras.

5.7 DISTORSION NO LINEAL.

Las no linealidades en amplificadores y otros dispositivos provocan la generación de componentes de señal a partir de una señal de entrada. Tales componentes se añaden a la señal de salida de manera indeseable, modificando las relaciones de fase y por consiguiente distorsionando la señal original.

Considerese un dispositivo al cual se le aplica una señal de entrada. Los valores instantáneos de entrada y salida se relacionan por medio de una función $y(t) = g\{x(t)\}$.

denominada como característica de transferencia. La figura (5.13) muestra dicha función; el achatamiento de la salida para valores de entrada grandes es el efecto de saturación y corte de los amplificadores a transistores.

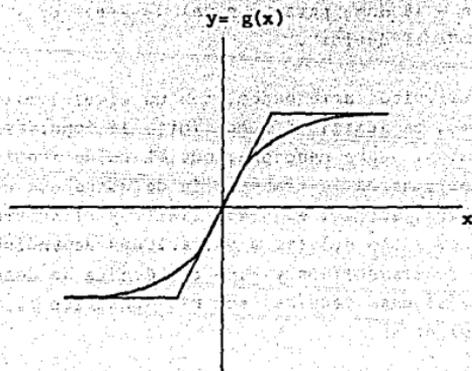


Fig. (5.13) Característica de transferencia de un dispositivo no lineal.

No obstante, es posible hacer la característica de transferencia por secciones, como se observa en la figura (5.13). Dicha aproximación se modela por medio de una función polinómica aproximada a la curva, de la forma:

$$y(t) = a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) + \dots \quad (5.6)$$

aplicando el teorema de la convolución a la ecuación (5.6) para obtener el espectro de salida se tiene:

$$y(f) = a_1x(f) + a_2x*x(f) + a_3x*x*x(f) + \dots \quad (5.7)$$

Si $x(t)$ se encuentra limitada en banda (W), la salida no contendrá frecuencias mayores de $|f| < W$. Para el caso no lineal, la salida incluye $x*x(f)$ y $x*x*x(f)$ las cuales son limitadas en banda $2W$ y $3W$ respectivamente. De esta manera, las no linealidades dan lugar a componentes de frecuencia que no estaban a la entrada ya que $x*x(f)$ puede contener componentes para $|f| < W$ traslapándose con el espectro de $X(f)$

El filtrado permite desechar las componentes de frecuencia presentes en $|f| > W$, pero no elimina las componentes agregadas en $|f| < W$. Este problema constituye la distorsión no lineal.

La distorsión no lineal se puede reducir por medio de un buen diseño y teniendo presente que la señal no excede el rango de operación lineal de la característica de transferencia.

Una solución a este problema es el uso de 2 dispositivos no lineales, que son un compresor y un expansor; ambos se muestran en la figura (5.14).

A modo de ejemplo, considerese una característica de transferencia con respecto a la entrada de un compresor $g_{comp} \{x(t)\}$ la cual se muestra en la figura (5.15).

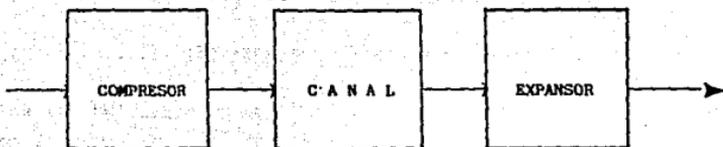


Fig. (5.14) Dispositivos compresor y expansor ubicados a la entrada y salida del canal respectivamente.

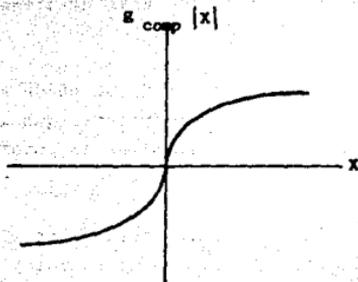


Fig. (5.15) Característica de transferencia de un compresor.

Observese que el compresor a la salida tiene mayor amplificación a bajos niveles de señal mientras que los niveles altos casi no son alterados. Esto permite que el rango de señal comprimido este dentro del intervalo lineal de canal, por lo que la señal en la salida del canal será proporcional a $g_{comp} \{x(t)\}$ la cual ha sufrido una distorsión "controlada" por el compresor y no por el canal. Así, para eliminar esta distorsión "controlada" es necesario hacer uso de un dispositivo expansor cuya característica de transferencia sea inversa a la del compresor. La figura (5.16) muestra la característica de transferencia inversa del compresor de la figura (5.15).

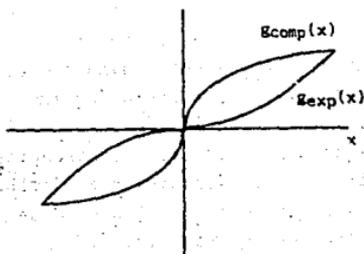


Fig. (5.16) Característica de transferencia de un expansor.

Como se habia mencionado en el capitulo II, el uso conjunto de la compresión y expansión se denomina compansión.

El uso de éste método permite mantener la señal dentro de un rango de operación lineal evitándose la distorsión.

Otro método más simple para evitar la distorsión no lineal consiste en atenuar en forma lineal la señal de entrada con el objeto de mantenerla dentro del rango lineal del canal y amplificarla en forma lineal a la salida.

5.8 DISTORSION ARMONICA.

La distorsión armónica es debida a no linealidades en la amplitud en la característica de transferencia del dispositivo. La típica salida de los dispositivos contienen no solamente la frecuencia fundamental sino que constan además de enteros múltiplos de la frecuencia fundamental. El contenido de armónicas está relacionada a la cantidad de potencia de salida del oscilador en otras frecuencias que no sea la fundamental; la razón de distorsión en decibeles (dB) es igual a la diferencia entre el nivel medido de una armónica y el nivel de la frecuencia fundamental.

Si la señal de entrada a un dispositivo no lineal es una onda cosenoidal $x(t) = A \cos \omega t$, la salida será:

$$y(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + \dots \quad (5.8)$$

así, la señal de salida contendrá una componente fundamental en la frecuencia de entrada ω , más componentes falsas en la frecuencia cero, en la frecuencia de segunda armónica 2ω , en la frecuencia de tercer armónica 3ω , y así sucesivamente. La cantidad de distorsión debida a la armónica de n -ésimo orden en decibeles está dada por

$$\text{distorsión armónica de } n\text{-ésimo orden} = 20 \log \frac{A_2}{A_1} \quad (5.9)$$

CAPITULO 6

MEDICIONES

CAPITULO 6

MEDICIONES

6.1 MEDICIONES DE IMPEDANCIA.

Uno de los instrumentos más sencillos usados en altas frecuencias es la línea ranurada. Dicho instrumento está hecho de una sección de línea que tiene un canal longitudinal en el conductor exterior. Su longitud debe ser al menos de $\lambda/2$. Tiene una sonda insertada a corta distancia dentro del canal ranurado y puede moverse a lo largo de la línea. En la figura (6.1) se muestra una línea de canal ranurado y un circuito de detección.

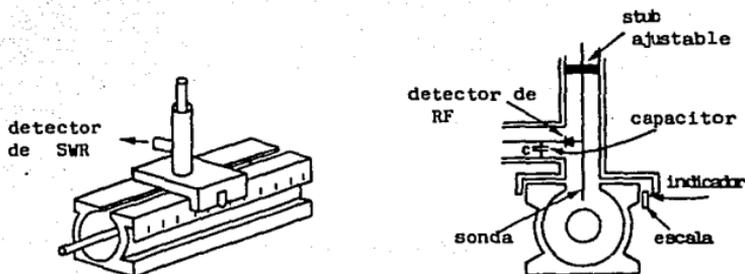


Fig. (6.1) Línea Ranurada.

Esta sonda, en paralelo con el campo eléctrico, muestra el campo eléctrico. La línea ranurada permite medir la razón de máximos de voltaje a mínimos de voltaje, es decir, el SWR de una manera directa; esto se lleva a cabo conectando la salida de la sonda a un voltmetro o un osciloscopio o medidor de SWR. La lectura será proporcional a la amplitud del campo eléctrico.

Si una onda viajera es reflejada por un conductor perfecto, el campo total es una onda estacionaria la cual será detectada por la sonda. La sonda de voltaje indicará una señal de salida cero cuando se ubique a un múltiplo entero de $\lambda/2$ a partir de la superficie reflectora. La sonda es insensible a la fase o a la velocidad de fase del campo eléctrico.

La relación de la máxima amplitud a la mínima amplitud del campo eléctrico se define como relación de onda estacionaria (SWR):

$$SWR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \quad (6.1)$$

donde

$$E_{\max} = |E_i| + |E_r|$$

$$E_{\min} = |E_i| - |E_r|$$

$$SWR = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|} = \frac{1 + E_r/E_i}{1 - E_r/E_i}$$

La relación de los campos eléctricos de las ondas reflejada e incidente se define como el coeficiente de reflexión:

$$\rho = \frac{|E_r|}{|E_i|} \quad (6.2)$$

donde SWR en función del coeficiente de reflexión es:

$$SWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (6.3)$$

La obtención del SWR y del coeficiente de reflexión permiten evaluar de una manera sencilla el acoplamiento de un sistema de comunicaciones.

Auxiliándose del uso de la carta de Smith, es posible obtener información completa de los valores y relaciones de las impedancias, patrones de onda estacionarios y coeficientes de reflexión que existen en la línea cuando tiene una carga pasiva.

Una vez medido el SWR, se puede calcular el valor de la impedancia de carga o del generador utilizando el siguiente procedimiento.

Supongase que se tiene una carga desconocida conectada a una línea ranurada de 50 ohms. Se desea acoplar dicha carga por lo que resulta necesario conocer la impedancia de carga Z_L . Se procede a medir el SWR de acuerdo al diagrama de conexión mostrado en la figura (6.2).

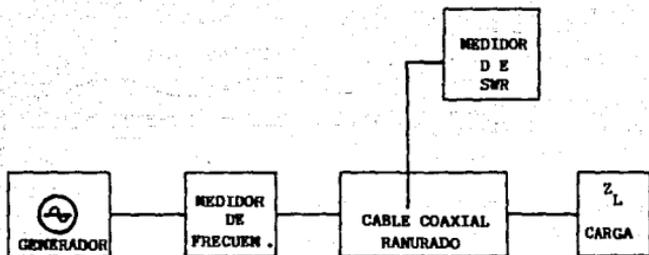


Fig. (6.2) Medición de SWR.

En la guía ranurada se busca un máximo de voltaje. Normalizando a la unidad según la escala SWR (considerando que se utiliza un medidor de SWR conectado a la sonda de la línea ranurada; también es posible conectar un voltmetro o un osciloscopio) se procede a buscar un mínimo de voltaje que será directamente el valor de SWR.

Es necesario localizar 2 mínimos de voltaje, tomando en cuenta la separación entre ellos.

Se quita la carga y se mantiene en condiciones de corto circuito en el extremo terminal de la línea. Se desplaza la sonda a lo largo de la guía ranurada hasta localizar

2 mínimos sucesivos (ver figura 6.3).

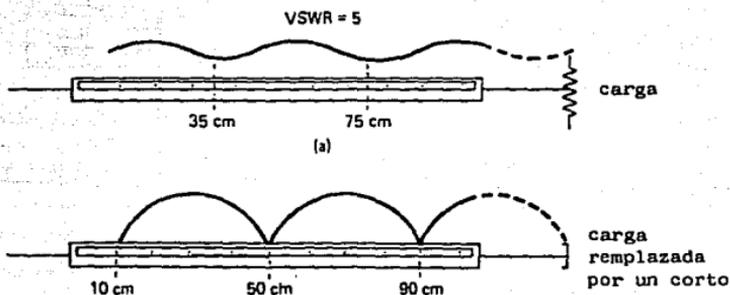


Fig. (6.3) Mediciones de impedancia usando una línea ranurada.

Considerando que es una línea sin pérdidas, la impedancia tomará valores que dependan de la distancia o el punto donde se evalúe ésta, no obstante, los valores de impedancia se repiten cada media longitud de onda. Además, el SWR se mantiene constante a lo largo de la línea.

Trazando el círculo de $SWR = 5$ en la carta de Smith, se procede a encontrar sobre la recta de mínimos de voltaje el punto de intersección (P_1) entre dicha recta y el circulo-

lo de SWR.

De la figura (6.3b) se observa que hay 40 cm de dis-

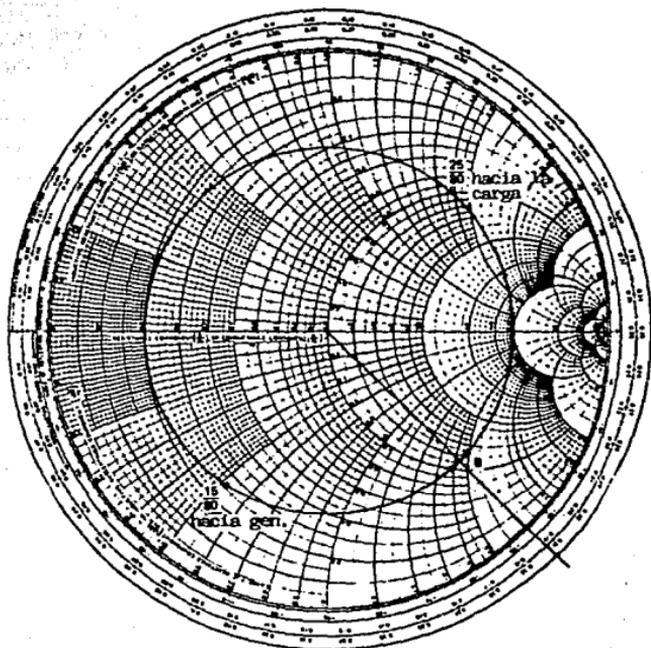


Fig. (6.4) Carta de Smith.

tancia desde la carga hasta el primer mínimo de voltaje, por consiguiente, $\lambda = 80$ cm. Nótese que la carga podría estar en 10 cm, 50 ó 90 cm ya que los valores de impedancia se repiten cada $\lambda/2$.

La impedancia de carga se encuentra rotando hacia la carga a partir de P_1 una distancia de (90 - 75) cm = 15 cm, que equivale en longitudes de onda (15/80) $\lambda = 0.1875\lambda$.

La rotación puede ser en ambos sentidos (15/80) λ hacia la carga ó (25/80) λ hacia el generador. Este desplazamiento se efectúa utilizando las escalas en longitudes de onda que se encuentran en la periferia de la carta de Smith (ver figura 6.4).

Identificado el punto una vez hecha la rotación, se traza una recta desde el centro de la carta hasta el punto localizado en la escala de longitudes de onda. El valor de la impedancia normalizada ($Z_n = Z_L/Z_0$) es el indicado por el punto de cruce de la recta trazada y el círculo de SWR. Para éste caso, $Z_n = 1.13 - j1.89$, por lo tanto $Z_L = 56.5 - j94.5$ ohms.

6.2 ACOPLAMIENTOS DE IMPEDANCIA.

Se ha notado que cuando una línea de transmisión no está terminada (acoplada) correctamente, una onda reflejada se encuentra presente en la línea. Esto provoca problemas, dependiendo de la aplicación para la cual sea usada la línea. Para eliminar estas reflexiones, frecuentemente se emplea un acoplamiento de impedancias. Algunos de los beneficios de llevar a cabo un acoplamiento son:

1. La línea de transmisión transmite a una potencia dada con un pequeño pico de voltaje y consecuentemente hay menos posibilidades de ruptura en altos valores de potencia.
2. La impedancia de entrada permanece en un valor de Z_0 en un rango de valores de frecuencia variable (es decir, no hay distorsión por modulación en frecuencia).
3. Las líneas no resonantes no tienden a "sacar de frecuencia" al generador a partir de su valor nominal. Una línea resonante tiene una componente reactiva variable con los corrimientos de frecuencia los cuales se reflejan dentro de la circuitería del generador.

Como es sabido, se transfiere la "máxima potencia" a una carga cuando la impedancia de carga es el complejo conjugado de la impedancia de la sección que antecede a la carga. Para lograr ésto se utilizan algunos dispositivos acopladores como son:

1. Transformadores de $\lambda/4$ de onda.
 2. Sintonizador único en stub.
1. Transformador de $\lambda/4$ de onda. Dicho transformador consiste de una línea de transmisión de $\lambda/4$ tal como se muestra en la figura (6.5). Partiendo de la ecuación (3.59) se puede encontrar la impedancia de entrada (Z_{in}) de una línea de transmisión sin pérdidas ($\alpha = 0$) de $\lambda/4$ terminada en una impedancia Z_T . Así.

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_r} \quad (6.4)$$

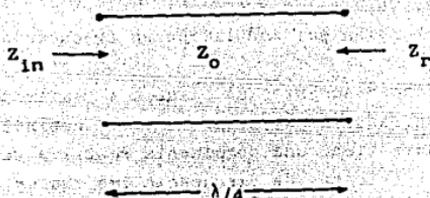


Fig. (6.5) Transformador de $\lambda/4$.

Si la impedancia de carga ($Z_r = R_r$) y la impedancia característica de la línea de $\lambda/4$ son ambas reales, la impedancia de entrada Z_{in} es también real e igual a:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{R_r} \quad (6.5)$$

Una carga desacoplada puede ser adecuadamente acoplada a una línea de transmisión insertando a la carga un transformador de $\lambda/4$ con una impedancia característica que puede ser obtenida a partir de la ecuación (6.4), esto es:

$$Z_0 = \sqrt{Z_r Z_{in}} \quad (6.6)$$

Debido a la dificultad de construir una línea de transmisión con una impedancia característica compleja como la que se obtiene de la ecuación (6.6), ambos Z_r y Z_{in} deberán hacerse reales. Así, para las impedancias reales:

$$Z_0 = \sqrt{R_r R_{in}} \quad (6.7)$$

Por ejemplo, una carga de 100 ohms puede ser acoplada a una línea de transmisión de 50 ohms de impedancia insertando una sección de línea de $\lambda/4$ entre la carga y la línea principal. Este transformador de $\lambda/4$ debe tener una impedancia característica de $Z_0 = \sqrt{50 \times 100} = 71$ ohms.

No es difícil alterar la impedancia característica de una línea abierta, esto puede hacerse combinando el diámetro y espaciamiento de los conductores. Con una mayor dificultad, la impedancia de una línea coaxial puede ser modificada alterando el diámetro del conductor interno o el del conductor externo. Esto puede llevarse a cabo apropiadamente acoplando o insertando una sección de tubo alrededor de el conductor interno como se muestra en la figura

Una carga compleja puede ser acoplada a una línea, transformando Z_L en una impedancia real dejando una distancia razonable de la línea principal a la carga antes de insertar el transformador de $\lambda/4$. Usando la carta de Smith (ver figura 6.7), localizar Z_r/Z_0 ; hecho esto, desplazarse hacia el generador hasta un punto en el cual la impedancia de entrada sea puramente resistiva.

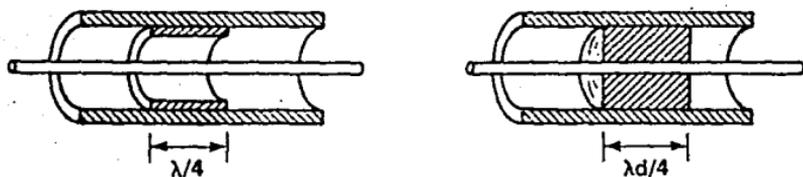


Fig. (6.6) Transformador Coaxial de $\lambda/4$.

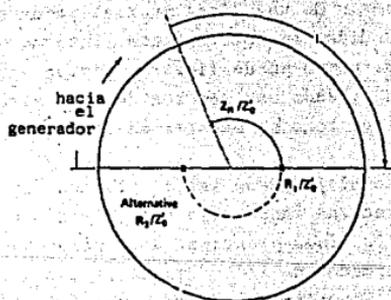
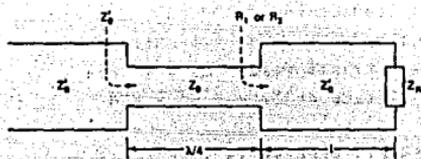


Fig. (6.7) Aplicación de un transformador de $\lambda/4$.

La distancia "viajada" es la longitud "L". Cualquiera de las 2 intersecciones puede ser usada, pero una es generalmente más práctica que la otra. La impedancia característica de una sección de $\lambda/4$ es:

$$Z_0 = \sqrt{R_1 Z_0'} \quad \text{ó} \quad \sqrt{R_2 Z_0'}$$

2. Sintonizador único en stub. Este sintonizador mostrado en la figura (6.8) consiste de una sección de línea de transmisión abierta o cortocircuitada, conectada en paralelo a la línea principal a una distancia L_1 a partir de la carga.

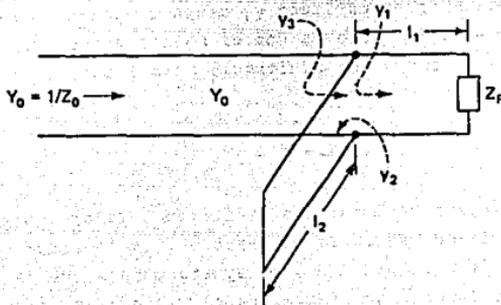


Fig. (6.8) Sintonizador único en stub.

Los cálculos para el sintonizador único en stub se facilitan con el uso de la carta de Smith. Debido a la con-

ción en paralelo entre el stub y la línea, se manejan admittancias en lugar de impedancias ($y = 1/z$, donde y = admittancia, z = impedancia). Esto se debe a que las admittancias en paralelo se suman, facilitando las operaciones en números complejos ($z = R \pm j x$; $y = G \pm j B$; $G = 1/R$ = conductancia, $B = 1/x$ = susceptancia).

Según la figura (6.8), para una impedancia propia acoplada, la admittancia normalizada $y_3^* = Y_3/y_0$ debe ser igual a la unidad. La admittancia normalizada y_1 debe diferir de y_3 únicamente por la susceptancia normalizada.

Se consideran variables la distancia L_1 a partir de la carga hacia el stub (ver figura 6.8) y la longitud del stub L_2 . La longitud L_1 es seleccionada de tal manera para que la admittancia normalizada y_1 tenga componente real igual a la unidad. Esto es con el objeto de que el stub "vea" hacia la carga una admittancia normalizada forzada a tomar el valor:

$$y_1 = \frac{Y_1}{Y_0} = 1 + jb$$

Las letras minúsculas se refieren a valores normalizados. b es la susceptancia no deseada. La longitud de el stub corto (ver figura 6.9) es ajustado para que la componente de susceptancia normalizada de y_1 , que es jb , sea cancelada:

* Las letras minúsculas se refieren a valores normalizados.

$$y_2 = \frac{Y_2}{Y_0} = -jb$$

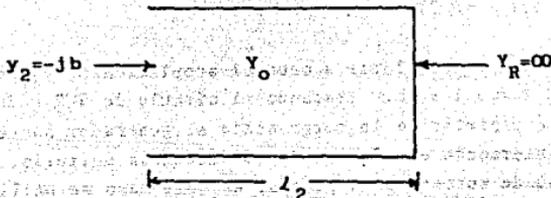


Fig. (6.9) Stub en Corto.

Por ejemplo, considerese el problema de acoplar una carga de $100 + j 50$ ohms a una línea de 50 ohms usando un stub único tal como se muestra en la figura (6.10).

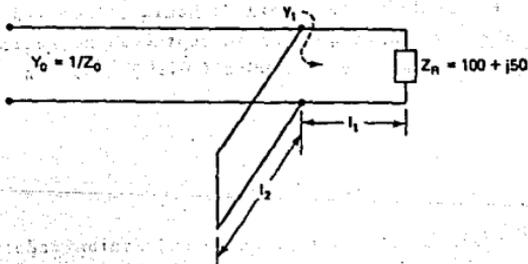


Fig. (6.10) Problema de acoplamiento de un stub único.

La impedancia normalizada $Z_r = (100 + j 50)/50 = 2 + j1$ se grafica en la carta de Smith y corresponde a la admittancia normalizada (figura 6.11) que es obtenida a partir de el punto opuesto en la carta ($y_r = 1/z_r = Y_r/Y_0 = 0.4 - j0.2$).

Para poder llevar a cabo el acoplamiento, y_1 debe tomar la forma $1 \pm jb$. Trazando el círculo de SWR y desplazándose a partir de la carga hacia el generador hasta que éste intersecte el círculo de conductancia unitario. Esto sólo puede suceder en 2 puntos; en éste caso se utilizará la primera intersección $y_1 = 1 + j1$.

Este punto se encuentra a $(0.162 + 0.037)\lambda = 0.199\lambda$ a partir de la carga y será la distancia a la que se pondrá el stub.

La susceptancia normalizada $j1$ debe ser cancelada por el stub (figura 6.12), además, la susceptancia normalizada buscada en el stub debe ser $-j1$. L_2 es obtenido localizando $Y_r/Y_0 = \infty$ en la carta y rotando hacia el generador en un círculo SWR $= \infty$ hasta que una susceptancia normalizada de $-j1$ es encontrada. De la figura (6.10), $L_2 = 0.125$, así

$$L_1 = 0.199$$

$$L_2 = 0.125$$

El acoplamiento de impedancia del sintonizador único en stub requiere que éste se encuentre ubicado en un punto definitivo en la línea.

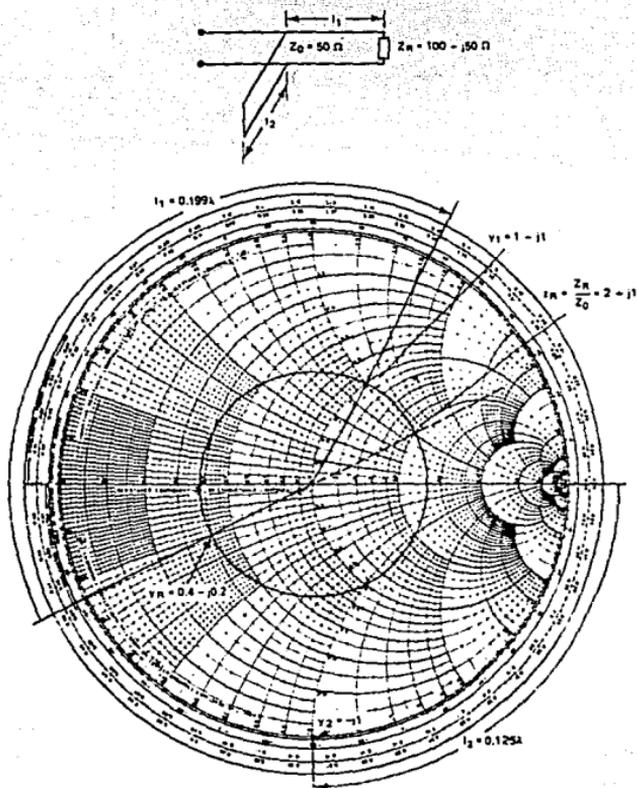


Fig. (6.11) Carta de Smith relacionada con el ejemplo del acoplamiento.

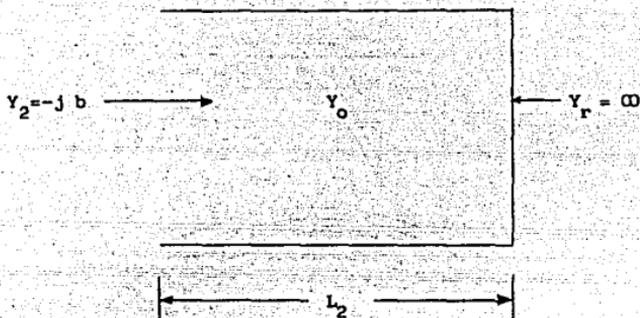


Fig. (6.12) Stub utilizado para acoplar la carga de $100 + j50$ ohms a una línea de 50 ohms de impedancia.

6.3- MEDICIONES DE ATENUACION.

La constante de propagación presente en la ecuación de onda relaciona a la atenuación como un parámetro que indica la disminución en el nivel de intensidad de la señal al propagarse en el medio de transmisión. En una línea de transmisión, la atenuación depende de factores tales como el efecto piel, efectos de proximidad, por calentamiento del dieléctrico, por radiación, etc. Estos efectos se acentúan con ciertos valores de frecuencia por lo que es de primordial interés conocer el rango de frecuencias (ancho de banda) para el cual resultará útil la línea de transmisión a utilizar.

Para determinar la atenuación en una línea de transmisión es conveniente expresar las pérdidas en por unidad de longitud ya que la pérdida en decibeles es directamente proporcional a la longitud de la línea. Además es necesario acoplar la línea para evitar ondas estacionarias ya que estas incrementan las pérdidas de potencia, tal como se muestra en la figura (6.13).

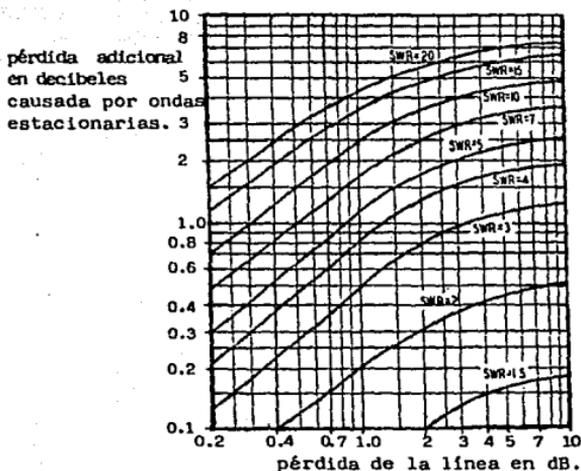


Fig. (6.13) Efecto del SWR en las pérdidas de una línea.

Por ejemplo, se tiene un cable RG-11/U operando a 7 MHz, con un SWR = 5. Si estuviera perfectamente acoplado las pérdidas según la figura (6.13) serían de 1.5×0.4

= 0.6 db. De acuerdo con la figura (6.14), las pérdidas adicionales a causa del SWR son de 0.73 db, por lo que la pérdida total es de $0.6 + 0.73 = 1.33$ db.

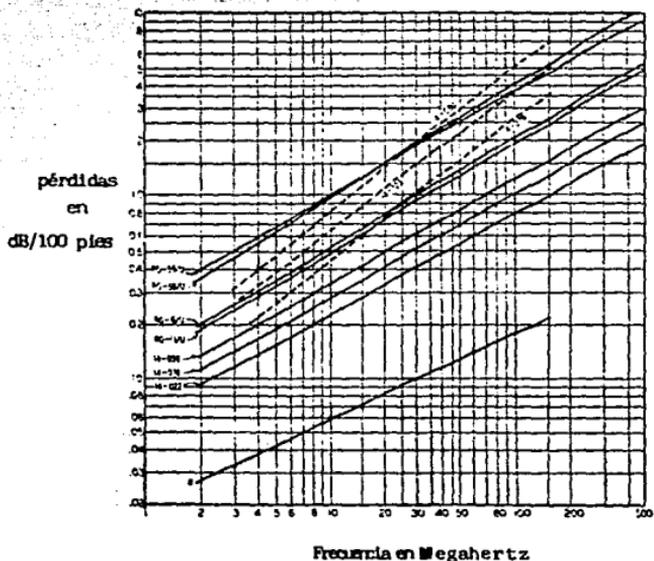


Fig. (6.14) Gráfica de atenuación contra frecuencia para varios tipos de cable.

La medición de atenuación se puede llevar a cabo registrando el voltaje de entrada y el voltaje de salida. Con base en estas lecturas, determinar la atenuación (α) en decibeles/kilómetro.

$$\alpha = \frac{20}{L} \text{Log} \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (\text{d.B.})$$

donde L es la separación en kilómetros entre los 2 puntos de medición y V_{in} , V_{out} son los voltajes de entrada y salida respectivamente. Se utiliza el diagrama de conexión mostrado a continuación.

Por medio de un generador, se aplica una señal senoidal iniciando un "barrido" en frecuencia desde 0 hasta un valor en el cual α no varíe apreciablemente. Manteniendo el voltaje de entrada constante, registrar los valores de voltaje en la carga acoplada.

El ancho de banda se obtiene aplicando el concepto de frecuencia de corte, es decir, cuando el nivel de salida de señal decae en un 50% de la potencia máxima ó 0.7071 del voltaje de entrada ó 3 db por debajo del nivel máximo.

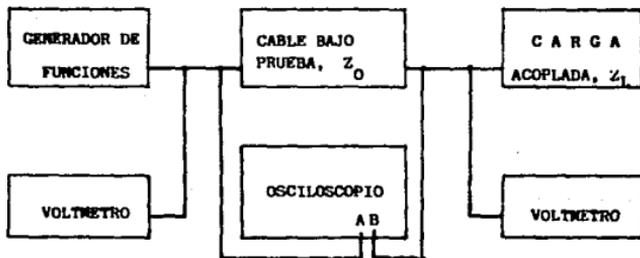


Fig. (6.15) Mediciones de Atenuación.

En líneas utilizadas para transmitir un canal de voz, las mediciones de α hechas a una frecuencia de 1000 Hz no refleja un comportamiento generalizado a varias frecuencias. El comportamiento de líneas de transmisión, al incrementarse la frecuencia hace necesario el uso de medidas correctivas y pasos compensatorios.

La transmisión de datos con la ayuda de un modem, comúnmente involucra una banda de frecuencias que va de 800 Hz a 2500 Hz. Las mediciones deberán ser hechas en intervalos de 100 Hz, registrando los niveles máximos y mínimos que ocurran a frecuencias intermedias.

Se mantendrá un nivel de - 10 dBm0 como máximo para evitar sobrecarga en equipo intermedio o causar disturbios en otros circuitos. Se podrán utilizar niveles mayores si no se interfiere con otros circuitos.

La figura (6.16) muestra el principio de medición. Notese que estas mediciones son dentro del rango de frecuencias de la voz.

6.4 MEDICIONES DE RETARDO DE GRUPO.

Una característica importante de cualquier dispositivo de transmisión es su habilidad para transmitir una señal con un mínimo de distorsión. La distorsión resulta cuando el corrimiento de fase a través de un dispositivo es una función no lineal de la frecuencia. El retardo de grupo indica el corrimiento de fase no lineal. Si el corri-

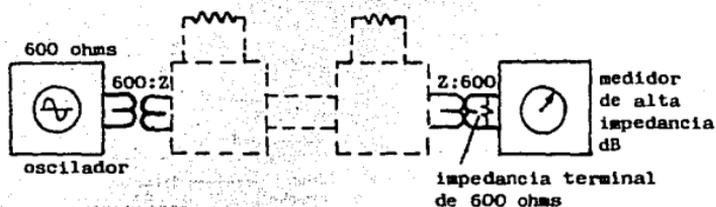


Fig. (6.16) Mediciones atenuación-frecuencia.

miento de fase a través de un dispositivo es una función lineal de la frecuencia, el retardo de grupo ($-\partial\theta/\partial\omega$) permanecerá constante y la señal puede ser transmitida sin distorsión.

Las mediciones de frecuencia de retardo de grupo pueden ser hechas cambiando ligeramente la frecuencia de una señal portadora la cual pasa a través de un dispositivo de prueba notando el correspondiente cambio de fase. Un sencillo cálculo ($\Delta\theta/\Delta\omega$) permite obtener el retardo de grupo en un rango sobre el cual la frecuencia varió. No obstante, mediciones de este tipo deben ser repetidas varias veces para determinar el retardo de grupo en una banda de frecuencias.

El método consiste primero en modular una señal portadora y transmitirla a través de la línea de transmisión bajo prueba y medir el corrimiento de fase de la envolvente (ver figura 6.17).

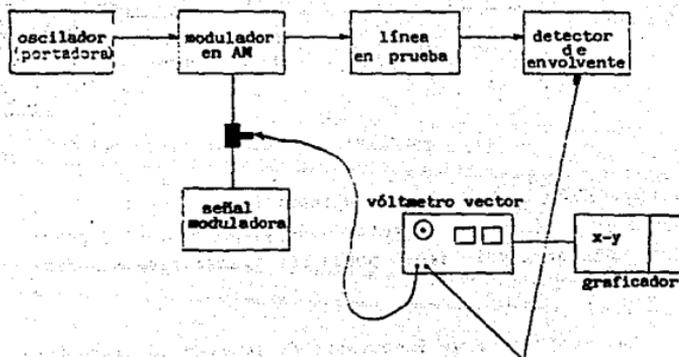


Fig. (6.17) Diagrama a bloques para la medición de retardo de grupo.

El retardo de grupo de la línea en prueba, a la frecuencia de portadora, será directamente proporcional al corrimiento de fase de la envolvente. La relación de el retardo de grupo con el corrimiento de fase y la modulación en frecuencia está dada por la ecuación (6.9).

$$t_d = \frac{\phi_e}{f_m \times 360} \quad (6.9)$$

donde

- ϕ_e = Corrimiento de fase de la envolvente en grados.
- f_m = Frecuencia de modulación en Hz.
- t_d = Retardo de grupo en segundos.

La frecuencia de modulación es una medida de el ancho de banda más pequeño dentro del cual las fluctuaciones de retardo pueden ser todavía medidas, el período de la frecuencia de modulación es igual al retardo de grupo más grande medible.

Note-se, que cuanto más pequeño sea el valor de la frecuencia de modulación (ver ecuación 6.9), el corrimiento de fase medido para el retardo de grupo será más pequeño. - En otras palabras, la resolución disminuirá cuando la frecuencia de modulación se decremente.

APENDICE A*

RESISTENCIA DISTRIBUIDA E INDUCTANCIA INTERNA DISTRIBUIDA DE CONDUCTORES ISOTROPICOS CIRCULARES, TANTO SOLIDOS COMO TABULARES PARA TODAS LAS FRECUENCIAS A LAS CUALES ESOS CONDUCTORES SE USAN COMO LINEAS DE TRANSMISION.

Generalmente, los conductores más usados para líneas de transmisión están hechos de alambres sólidos homogéneos de sección circular. Se usan como conductores centrales de líneas coaxiales, como conductores de líneas empleando alambres paralelos o pares blindados o líneas de multiconductores. Les siguen en importancia los conductores tubulares de perimetro circular que se utilizan en las aplicaciones ya mencionadas y también como conductores exteriores de líneas coaxiales.

Si un alambre de sección transversal circular tienen un radio de "a" metros y está hecho de material isotrópico homogéneo de conductividad σ mhos/metro, la resistencia por unidad de longitud a la frecuencia cero está dada por:

$$R_{DC} = \frac{1}{\pi a^2} \text{ ohms/metro} \quad (A.1)$$

La inductancia distribuida de cualquier conductor consta, de dos partes, una de ellas es originada por los enlaces del flujo de corriente dentro del conductor mismo y la otra parte es debida al enlace de la corriente total del

* Referente al capítulo III.

conductor con el flujo externo al conductor. Estas inductancias se designan por L_i y L_x respectivamente.

De acuerdo a la figura (A.1) la corriente en un tubo infinitesimal de radio r_1 y espesor dr_1 en la sección transversal del conductor está dada por $(I/\pi a^2)(2\pi r_1 dr_1)$.

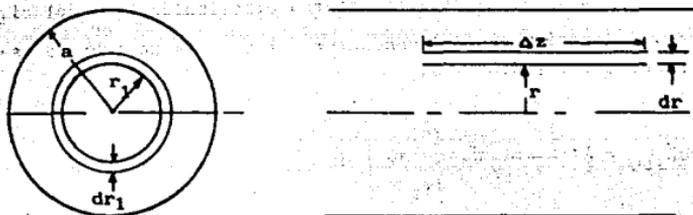


Fig. A-1 Circuito fraccionario dentro de un conductor circular sólido.

Este tubo de radio r_1 y espesor dr_1 constituye la fracción $(2\pi r_1 dr_1)/(\pi a^2)$ del conductor como circuito y debido a que la inductancia es el enlace de flujo en un circuito por unidad de corriente, tal circuito fraccionario es

está enlazado por todo el flujo magnético del conductor entre los radios r_1 y a .

Para un radio r cualquiera en el intervalo r_1 y a , la densidad de flujo magnético $B(r)$ es,

$$B(r) = \frac{\mu I}{2\pi r} \left(\frac{\pi r^2}{a^2} \right) \text{ teslas} \quad (\text{A.2})$$

siendo μ la permeabilidad del material conductor. La contribución a la inductancia interna distribuida L_{iDC} del circuito fraccionario del conductor, el cual es un tubo de espesor dr_1 y radio r_1 es,

$$dL_{iDC} = \frac{1}{I} \frac{2\pi r_1 dr_1}{a^2} \int_{r_1}^a dr \int_0^l dz \frac{\mu I}{2\pi r} \frac{r^2}{a^2} \text{ henrys/metro} \quad (\text{A.3})$$

donde z es la coordenada en la dirección de la longitud de la línea y r_1 es una constante de integración con respecto a r .

Finalmente,

$$dL_{iDC} = \frac{\mu r_1 dr_1}{2\pi a^4} (a^2 - r_1^2) \text{ henrys/m} \quad (\text{A.4})$$

La inductancia interna total a la frecuencia cero se obtiene al integrar la ecuación (A.4) con respecto a r_1 desde cero hasta a ; de ésta manera,

$$L_{iDC} = \frac{\mu}{8\pi} \text{ henrys/m} \quad (\text{A.5})$$

que es la inductancia interna de un conductor circular sólido cuando se aplica una corriente uniformemente distribuida. Notese que la ecuación (A.5) no involucra el radio de la sección transversal del conductor, lo cual indica que la inductancia interna de un conductor circular sólido sometido a tales condiciones (DC) es independiente de tal radio.

De la ecuación (A.4), se observa que para tubos de sección transversal anular constante, es decir, cuando $2r_1 dr_1 = \text{constante}$, la inductancia interna distribuida es superior para valores pequeños de r_1 y tiende a cero a medida que r_1 se acerca a "a". Esto indica que a una frecuencia dada la reactancia interna distribuida de un área circular pequeña en el centro de un conductor circular es mucho mayor que la reactancia distribuida de la misma área de conductor cercana a la periferia.

Si existe un voltaje alterno entre los extremos de una sección del conductor, menos corriente fluirá en la región de alta reactancia, es decir en el centro del conductor, en comparación con la corriente que fluye en un área igual de la sección transversal con un radio superior. La distribución de corriente no será de densidad constante como sucede con el caso de frecuencia cero. El efecto se vuelve más pronunciado si la frecuencia es mas alta hasta que a frecuencias suficientemente altas la corriente fluye solamente sobre la superficie exterior del conductor. Este fenómeno es conocido como efecto piel y hace que la resistencia de los conductores, de cualquier forma o material,

aumente considerablemente y continuamente con la frecuencia para frecuencias por encima de un valor mínimo que depende de la forma del conductor, la permeabilidad y la conductividad, mientras que al mismo tiempo, la inductancia interna decrece continuamente.

Mediante un análisis cuantitativo del efecto piel en un conductor isotrópico homogéneo se encuentra la manera como la densidad de corriente ($J_z(r)$) está en función del radio (r). Esto permite encontrar la resistencia efectiva y la inductancia interna del conductor en por unidad de longitud, como una función de la frecuencia y del material del conductor.

De esta manera, para un conductor circular sólido, la distribución de la densidad de corriente sobre la sección transversal del mismo, está dada por:

$$J_z(r) = A_1 \left(\text{ber} \frac{\sqrt{2} r}{\delta} + j \text{bei} \frac{\sqrt{2} r}{\delta} \right) \quad (\text{A.6})$$

donde δ es el factor de penetración o profundidad de piel -

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (\text{A.7})$$

y las funciones ber y bei indican:

$$\text{ber}(r) = \text{parte real de } J_0(\sqrt{-j} r) \quad (\text{A.8})$$

$$\text{bei}(r) = \text{parte imaginaria de } J_0(\sqrt{-j} r) \quad (\text{A.9})$$

donde J_0 en las ecuaciones (A.8) y (A.9), representa una función de Bessel de primera clase, de orden cero. A_1 es una constante.

Las funciones $\text{ber} \left(\frac{\sqrt{2} r}{\delta} \right)$ y $\text{bei} \left(\frac{\sqrt{2} r}{\delta} \right)$ se encuentran tabuladas en tablas(1).

La ecuación (A.6) se encuentra graficada en la figura (A.2). Esta gráfica se obtiene utilizando las tablas mencionadas con $A_1 = 1$.

Dicha figura muestra la magnitud de la densidad de corriente con relación a la magnitud de referencia cero (en la periferia del conductor) contra valores de r/δ .

Es más útil considerar la densidad de corriente en cualquier radio r con relación a la densidad de corriente, en la periferia del conductor, en magnitud. La densidad de corriente en la superficie es:

$$J_z(a) = A_1 \left(\text{ber} \frac{\sqrt{2} a}{\delta} + j \text{bei} \frac{\sqrt{2} a}{\delta} \right) \quad (\text{A.10})$$

donde a es el radio del conductor.

La razón deseada es:

$$\frac{J_z(r)}{J_z(a)} = \frac{\text{ber} \sqrt{2} r/\delta + j \text{bei} \sqrt{2} r/\delta}{\text{ber} \sqrt{2} a/\delta + j \text{bei} \sqrt{2} a/\delta} \quad (\text{A.11})$$

(1) Tables of Integrals and Other Mathematical Data, por H. B. Dwight.

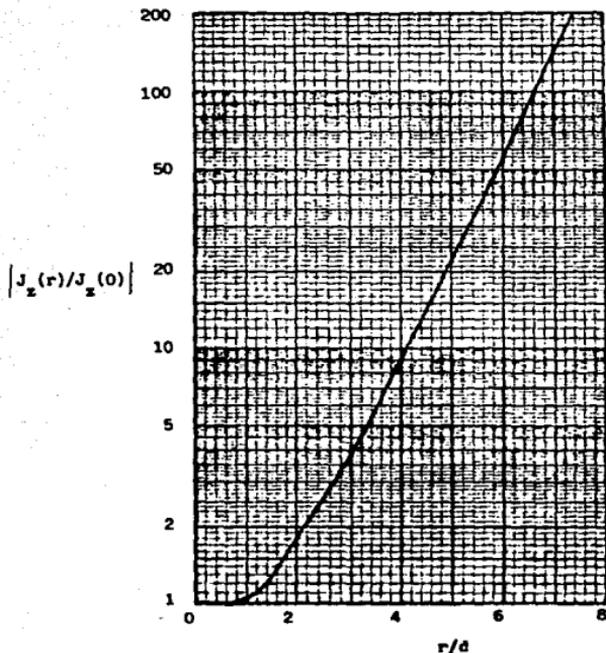


Fig. (A-2) Razón de la magnitud de la densidad de corriente $|J_z(r)|$ a cualquier radio r , dentro de un conductor circular sólido, a la magnitud de la densidad de corriente $|J_z(0)|$ en el centro del conductor, como una función de "r" en profundidades de piel.

La ecuación (A.11) equivale a dividir los valores de la magnitud de la densidad de corriente para valores menores de r/δ por las magnitudes de la densidad de corriente cuando $r/\delta = a/\delta$; la gráfica de magnitudes resultantes $(r/\delta)/(a/\delta)$ ó r/a muestra entonces la magnitud de la densidad de corriente en cualquier radio r con relación a la magnitud de referencia cero de la densidad de corriente de la superficie del conductor.

Según la figura (A.2), para valores de a/δ menores que 0.5, la distribución de corriente en un conductor circular sólido no varía apreciablemente de aquella para DC ($a/\delta = 0$). Para $a/\delta = 1$, se puede observar un cambio; para $a/\delta = 5$ existe una concentración marcada de corriente cerca a la superficie del conductor.

A valores suficientemente altos de a/δ , un conductor sólido se puede reemplazar por un tubo circular de bajo grosor sin afectar apreciablemente la distribución de corriente y por consiguiente, su resistencia de AC es correcta.

La resistencia distribuida R y la inductancia interna distribuida L_i de un conductor circular sólido a una frecuencia angular de ω radianes/seg., se combinan en el concepto de impedancia interna distribuida Z_i de los conductores,

$$Z_i = R_i + j\omega L_i \text{ ohms/m} \quad (\text{A.12})$$

así,

$$R + j\omega L_i = \frac{jR_s}{\sqrt{2}a} \left(\frac{\text{ber}' \sqrt{2}a/\delta + j\text{bei}' \sqrt{2} a/\delta}{\text{ber}' \sqrt{2} a/\delta + j\text{bei}' \sqrt{2} a/\delta} \right) \quad (\text{A.13})$$

donde $\text{ber}'(x) = d \text{ber}(x)/dx$ y $\text{bei}'(x) = d \text{bei}(x)/dx$. R_s está dada por:

$$\frac{1}{R_s} = \frac{\sqrt{2}E}{2C} \quad (\text{A.14})$$

R_s es la resistividad de superficie dada en ohms/m² y físicamente es la resistencia DC entre los lados opuestos de una lámina cuadrada del metal con grosor igual a δ .

Para fines prácticos, los cálculos de datos según la ecuación (A.13) se efectúan de acuerdo al valor de a/δ .

- 1) Si $a/\delta < 0.5$, la resistencia distribuida AC de un conductor se considera igual a la resistencia presentada a la frecuencia cero por el mismo conductor, por consiguiente es válido utilizar la ecuación (A.1). El cálculo de la inductancia interna distribuida es válido hacerlo con la ecuación (A.5).

- 2) Para a/δ menor pero próximo a 1.5 ($a/\delta < 1.5$) se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$R/R_{DC} = 1 + (a/\delta)^4 / 48 \quad (\text{A.15})$$

$$L_i/L_{iDC} = 1 - (a/\delta)^4 / 96 \quad (\text{A.16})$$

- 3) Cuando $a/\delta > 100$ se aplican las siguientes fórmulas:

$$R = R_s / (2-a) \quad (A.17)$$

$$L_i = R \quad (A.18)$$

donde $R_s = 1/(\sigma \delta) = \sqrt{\omega \mu} / (2\epsilon)$.

- 4) Si la circunferencia efectiva de la piel periférica del conductor se calcula a partir de un radio de $a - \delta/2$ en lugar de a , para todos los valores de a/δ mayores de 4, se tiene que:

$$R = \frac{1}{2\pi(a - \delta/2)\delta} = \frac{R_s}{2-(a - \delta/2)} \quad (A.19)$$

$$\frac{R}{R_{DC}} = \frac{(a/\delta)^2}{2(a/\delta) - 1} \quad (A.20)$$

para la inductancia,

$$\frac{L_i}{L_{iDC}} = \frac{1}{R/R_{DC}} + \frac{1}{(R/R_{DC})^3} \quad (A.21)$$

- 5) Para valores de a/δ comprendidos en el rango de 1.5 a 4 se utiliza la tabla (A.1)

Tabla (A-1) Variación de R/R_{d-c} y L_1/L_{id-c} para pequeños intervalos de a/δ , en el rango de 0 a 4.

a/δ	R/R_{d-c}	L_1/L_{id-c}	a/δ	R/R_{d-c}	L_1/L_{id-c}
0.0	1.000	1.000	2.3	1.404	0.805
0.5	1.001	1.000	2.4	1.454	0.783
0.7	1.005	0.998	2.5	1.505	0.760
0.8	1.009	0.996	2.6	1.557	0.737
0.9	1.014	0.993	2.7	1.610	0.715
1.0	1.021	0.989	2.8	1.663	0.693
1.1	1.030	0.984	2.9	1.716	0.672
1.2	1.042	0.978	3.0	1.769	0.652
1.3	1.057	0.971	3.1	1.821	0.632
1.4	1.075	0.962	3.2	1.873	0.613
1.5	1.097	0.951	3.3	1.924	0.595
1.6	1.122	0.938	3.4	1.974	0.578
1.7	1.152	0.924	3.5	2.024	0.562
1.8	1.187	0.908	3.6	2.074	0.547
1.9	1.225	0.890	3.7	2.124	0.533
2.0	1.266	0.870	3.8	2.174	0.520
2.1	1.309	0.849	3.9	2.224	0.507
2.2	1.355	0.827	4.0	2.274	0.495

CONCLUSIONES

En Telecomunicaciones el manejo de señales digitales esta convirtiéndose en la práctica más común debido al rápido desarrollo tecnológico en diversas áreas.

La creación de una red digital exigirá una adecuación de las líneas de transmisión existentes, explotando al máximo las ya instaladas.

Los factores más importantes a considerar en la transmisión de información en formato digital son el esquema de modulación digital usado, la probabilidad de error, longitud del enlace y velocidad de transmisión. La evaluación de estas características en cada una de las líneas de transmisión incluidas en el presente trabajo determina las ventajas y limitantes bajo condiciones de uso específicas, permitiendo así el máximo aprovechamiento.

De las líneas de transmisión analizadas, la fibra óptica presenta todo un conjunto de ventajas muy marcadas, tales como elevadas velocidades de transmisión, invulnerabilidad a campos eléctricos y magnéticos así como baja probabilidad de error, entre otras.

Las tendencias actuales en los sistemas de comunicación exigen al Ingeniero un amplio conocimiento de los medios de transmisión existentes.

Se espera que la información contenida en este libro sirva de apoyo a todo Ingeniero involucrado en el estudio y uso de líneas de transmisión.

BIBLIOGRAFIA

- . TRANSMISION DE INFORMACION, MODULACION Y RUIDO
Schwartz Mischa
Ed. Mc. Graw-Hill.
- . DIGITAL AND ANALOG COMMUNICATION SYSTEMS
Shanmugam Sam K.
Ed. Willey.
- . PROBABILIDAD PARA INGENIEROS
Walpole
Ed. Interamericana.
- . ANALISIS DE FOURIER
Hsue H.P.
Ed. Fondo Educativo Interamericano.
- . SISTEMAS DE COMUNICACION
Carlson Bruce A.
Ed. Mc. Graw-Hill.
- . TELECOMMUNICATION TRANSMISSION HANDBOOK
Freeman
Ed. Willey.
- . PRINCIPALES OF COMMUNICATION SYSTEMS
Taub H.
Schilling D.L.
Ed. Mc. Graw-Hill.

- . DATA COMMUNICATION VIA FADING CHANNELS
 Brayer Kemmenta, IEEE.
- . INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION
 Lathi
 Ed. Limusa.
- . TRANSMISSION LINES FOR DIGITAL AND COMMUNICATION NETWORKS
 Matick Richard E.
 Ed. Mc. Graw-Hill.
- . LINEAS DE TRANSMISION
 Chipman R.A.
 Ed. Mc. Graw-Hill.
- . ANTENNA BOOK
 The American Radio Relay League, IRE.
- . ELECTRONIC TRANSMISSION TECHNOLOGY
 William Sinnema
 Ed. Prentice Hall.
- . DATA TRANSMISSION ANALYSIS AND DESIGN, APPLICATIONS
 Dogan A.
 Tugal
 Osman Tugal
 Ed. Mac. Graw-Hill.
- . THE RADIO AMATEUR HANDBOOK
 Rumford Press.

- . COMMUNICATION SYSTEM DESIGN
 Panter
- . ELEMENTS OF PROBABILITY THEORY
 Lathi.
- . TRANSMISION EN LINEA DE SEÑALES NO TELEFONICAS, SERIE H
 Tomo III
 Fascículo III.4
 CCITT, Libro Amarillo.
- . TRANSMISION DE DATOS POR LA RED TELEFONICA, SERIE V
 TOMO VIII
 Fascículo VIII.1
 CCITT, Libro Amarillo.
- . SISTEMAS INTERNACIONALES ANALOGICOS DE PORTADORAS;
 CARACTERISTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISION, SERIE G
 Tomo III
 Fascículo III.2
 CCITT, Libro Amarillo.
- OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS
 Gerd Keiser
 Ed. International Student
 Editron 1983.
- . FIBER OPTIC COMMUNICATIONS
 Joseph C. Palais
 Prentice Hall 1984
- . FIBRAS OPTICAS
 División de Educación Continua, U.N.A.M.