

187



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

Zejan

FACULTAD DE INGENIERIA

REGENERACION DE SEÑALES
DIGITALES

FALLA DE ORIGEN

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
AREA ELECTRICA ELECTRONICA

P R E S E N T A N :

JESUS VAZQUEZ ESLAVA
EDUARDO ANTONIO VILCHIS MORA



DIRECTOR: ING. MARIO A. IBARRA PEREYRA

MEXICO, D. F.

1995



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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 esta 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.

DEDICATORIA

A mis padres:

*Guadalupe Eslava Castillo
Rodolfo Gómez Naveju*

*Como muestra de mi profundo
agradecimiento y cariño por
el apoyo que me han brindado
en mi formación humana y pro-
fesional...*

A mi hermana:

Angelica Vázquez Eslava

*Porque en todo momento pude
contar con su valioso apoyo...*

A mis tíos, primos y familia.

A mis amigos y compañeros *que de alguna forma influyeron en mi y en
la realización de este trabajo...*

DEDICATORIA

A la memoria de mi madre

Adolfina Mora de Vilchis,
con quien ya no pude compartir físicamente este
momento tan importante de mi vida...

A mi padre

Antonio Vilchis Cerino,
quien junto con mi madre en base a tantos sacrificios
lograron darme una educación y una formación
humana...

A mis hermanos,

quienes siempre me alentaron y apoyaron cuando más
los necesité...

A mi familia en general,

quienes estuvieron conmigo en los momentos más
difíciles...

A mis amigos y compañeros de estudios,

quienes con su apoyo fueron un importante soporte en
mi formación humana y académica...

AGRADECIMIENTOS

Queremos agradecer sinceramente al *Ing. Mario A. Ibarra Pereyra*, director de esta tesis, que nos haya dado la oportunidad de compartir sus conocimientos, su experiencia y su tiempo; durante la elaboración de este trabajo.

Queremos también agradecer de una manera especial a *Ericka Hernández Berrios*, quien fué un importante y constante apoyo para la realización de este trabajo.

Queremos dar gracias a *Dios* por todo...

I. INTRODUCCIÓN.	1
II. TEORIA DE LA PROPAGACION.	7
II.1 Ecuaciones de Líneas de Transmisión.	7
Constantes Distribuidas.	
Ecuaciones de las Líneas.	
Características de las Líneas.	
Pulsos en Líneas de Transmisión.	
II.2 Tipos y Características de las Líneas de Transmisión.	22
Par de cables torcidos.	
Cable coaxial de banda angosta.	
Cable coaxial de banda ancha.	
Fibras ópticas.	
II.3 Procesos para la obtención de una señal digital.	26
Conversión Analógica-Digital.	
II.4 Modulación por Pulsos Codificados.	29
II.5 Transmisión de pulsos a través de un canal.	33
Ruido.	
Distorsión.	

III.REPETIDOR REGENERATIVO	37
III.1 Transmisión de Señales MCP.	37
Señal MCP por línea.	
Ancho de banda de una señal MCP.	
Sincronización de una señal MCP.	
III.2 Repetidor Regenerativo	45
Extracción de Temporización.	
Variación de Temporización.	
Probabilidad de error de detección.	
Diagrama de ojo.	
Muestreo y circuitos de decisión.	
Ecuación.	
IV.DISEÑO DE UN REGENERADOR DE SEÑALES BINARIAS.	72
IV.1 Planteamiento del problema.	72
IV.2 Generación de la palabra binaria, el ruido y la línea de transmisión.	74
IV.3 Recuperación de la señal de sincronía de bit.	78
IV.4 El regenerador.	81
IV.5 Cálculo de los valores de los componentes.	89
V. CONSTRUCCION Y PRUEBAS.	92
VI. RESULTADOS Y CONCLUSIONES.	112
VII. BIBLIOGRAFIA.	115

CAPITULO I

INTRODUCCION

I. INTRODUCCION

El objetivo de todo sistema de comunicaciones es hacer llegar la información al receptor de manera confiable y económica; si se logra éste propósito se obtienen muchos beneficios. Desafortunadamente hay varios "enemigos" dispuestos a frustrar nuestras buenas intenciones.

A continuación haremos una descripción de un sistema de comunicaciones y de tales "enemigos".

Un sistema de comunicación típico puede modelarse como se ilustra en la figura I.1. Los componentes de un sistema de comunicación son los siguientes:

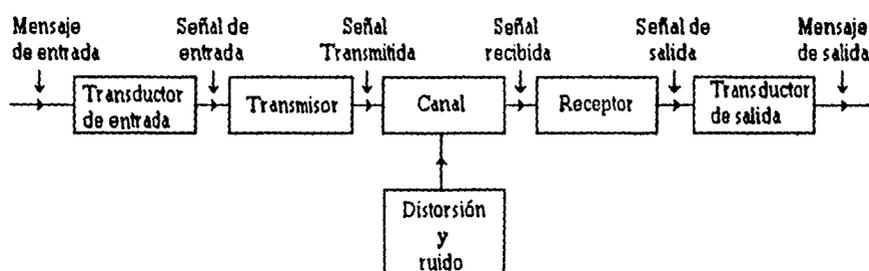


FIG. I.1 Un sistema de comunicación.

LA FUENTE, que origina el mensaje, como una voz humana, una imagen de televisión, un mensaje de teletipo, o simplemente datos. Si los datos son no eléctricos (la voz humana, mensaje de teletipo, imagen de TV), deben convertirse mediante un transductor de entrada a una forma de onda eléctrica que se conoce como señal de banda base o señal de mensaje.

EL TRANSMISOR, que modifica la señal de banda base para una eficiente transmisión.

EL CANAL, que es un medio tal como un alambre, un cable coaxial, una guía de ondas, una fibra óptica, o un enlace de radio (a través del cual se envía la salida del transmisor).

EL RECEPTOR, que reprocesa la señal proveniente del canal al deshacer las modificaciones introducidas por el transmisor y el canal. La salida del receptor alimenta al transductor de salida, que convierte la señal eléctrica a su forma original, el mensaje.

EL DESTINATARIO, que es la unidad a la que se comunica el mensaje.

Atenuación, Ruido y Distorsión son los "Enemigos" mencionados.

Un canal actúa en parte como un filtro, para atenuar la señal y distorsionar su forma de onda. La longitud del canal incrementa la atenuación, y esta varía desde un pequeño porcentaje para cortas distancias hasta ordenes importantes de magnitud para la comunicación interplanetaria. La forma de onda se distorsiona debido a las diferentes cantidades de atenuación y de corrimiento de fase que experimentan las distintas componentes de frecuencia de la señal; por ejemplo, un pulso cuadrado es redondeado por la línea telefónica. Este tipo de distorsión, que se llama distorsión lineal puede ser corregido en parte en el receptor mediante un ecualizador o compensador con características complementarias de ganancia y de fase con respecto a las del canal.

El canal puede también ocasionar distorsión no lineal a través de la atenuación que varía con la amplitud de la señal. Esta distorsión también puede ser corregida en parte mediante un ecualizador complementario en el receptor.

La señal no es solo distorsionada por el canal sino también es contaminada a lo largo de la trayectoria por señales indeseables, agrupadas bajo el término genérico de ruido, que son señales aleatorias debidas tanto a causas internas como externas. El ruido externo incluye la interferencia proveniente de señales transmitidas por canales vecinos: el ruido generado por el hombre por fallas de contactos en el equipo eléctrico, por radiación de la ignición de los automóviles, luces fluorescentes, y el ruido natural de los relámpagos, tormentas eléctricas, radiación solar e intergaláctica.

El ruido interno resulta del movimiento térmico de los electrones dentro de los conductores, la emisión aleatoria y la difusión o recombinación de portadoras de carga dentro de los dispositivos electrónicos.

El ruido es uno de los factores básicos que establece un límite sobre la velocidad de transmisión.

MENSAJES ANALOGICOS Y DIGITALES

Los mensajes pueden ser digitales y analógicos; los mensajes digitales se construyen con un número finito de niveles de voltaje. Por ejemplo un mensaje telegráfico en código Morse es un mensaje digital construido con un conjunto de solo tres símbolos: raya, punto y espacio.

Un mensaje digital con M símbolos o niveles de voltaje se llama mensaje M-ario. Por otra parte los mensajes analógicos se caracterizan por ser señales cuya amplitud varia en forma continua y pueden tomar un número infinito de valores dentro de un limitado rango de amplitudes.

La tarea del receptor consiste en extraer un mensaje de una señal distorsionada y afectada por el ruido a la salida del canal. La extracción del mensaje es generalmente más fácil en las señales digitales que en la señales analógicas. Consideremos un caso binario: se codifican dos niveles de voltaje como pulsos rectangulares de amplitudes $A/2$ y $-A/2$.

La única decisión en el receptor será la selección entre dos pulsos recibidos posibles, no entre los detalles de la forma del pulso. La decisión se toma rápidamente con razonable certidumbre aún si los pulsos se encuentran distorsionados y afectados por el ruido (fig. 1.2). En consecuencia, un sistema de comunicación digital puede manejar mensajes con mayor exactitud que un sistema analógico en presencia de distorsión y ruido.

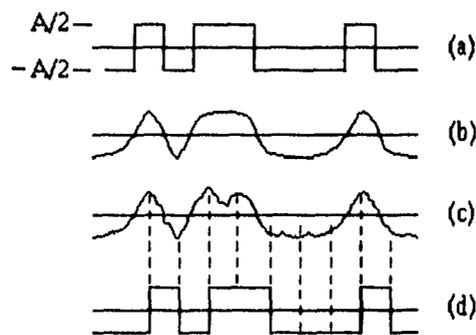


Fig. 1.2 (a) Señal transmitida. (b) Señal distorsionada recibida (sin ruido). (c) Señal distorsionada recibida (con ruido). (d) Señal regenerada (retardada).

La posibilidad de utilizar **REPETIDORES REGENERATIVOS** es una ventaja adicional para la comunicación digital. Una estación repetidora detecta los pulsos y transmite nuevos pulsos limpios, combatiendo en ésta forma la acumulación de distorsión y de ruido, permitiendo la transmisión de información a través de distancias más largas y con más exactitud.

En contraste con los mensajes digitales, la forma de onda de los mensajes analógicos es importante, y aún una leve distorsión o interferencia en la forma de la onda ocasionará pérdida de información en el receptor.

Existe una dificultad adicional : un amplificador analógico no podrá eliminar el ruido y la interferencia que se acumulan en el trayecto de la señal, ya que el ruido, la interferencia y la señal están ubicados en el mismo rango de frecuencias.

Volviendo al repetidor regenerativo podemos sintetizar sus " obligaciones" en la siguiente lista:

1. Decidir si la señal que le está llegando es un "1" o un "0".
2. Generar un pulso cuyo voltaje corresponda a la decisión tomada.
3. Ajustar la anchura del pulso al valor nominal.
4. Darle potencia suficiente para que llegue al siguiente nodo de la red y pueda ser identificado correctamente por el sistema.

Es evidente que no existe un aparato que pueda realizar estas cuatro funciones si el ruido, la distorsión y las pérdidas son excesivos. Es por eso que, si el trayecto es largo, se suelen instalar varios repetidores equiespaciados para que se reconstruyan los pulsos antes de que se vuelvan indistinguibles.

La regeneración de las señales binarias no garantiza que el mensaje va a llegar íntegro al extremo final del trayecto. Es necesario complementar este proceso con otras técnicas de protección, tales como chequeo de paridad; sin embargo, el objetivo de esta tesis no es analizar todas las técnicas de protección de señal binaria, sino solo la de regeneración, recordando el viejo refrán que dice " El que mucho abarca . . . "

En base a lo planteado anteriormente y no perdiendo de vista el objetivo principal se describirá el contenido de la presente tesis.

En el capítulo II se encuentra la teoría indispensable para poder abordar el tema de la regeneración de pulsos, como son: las ecuaciones características de las líneas de transmisión, los tipos y las características generales de las líneas de transmisión, el proceso para la obtención de una señal digital, la modulación por código de pulsos (MCP) y la transmisión de un pulso a través de un canal con los factores que intervienen en la propagación de información (ruido, atenuación y distorsión).

En el capítulo III se define básicamente qué es un repetidor regenerativo, cuales son las funciones básicas que desempeña, el uso del diagrama de ojo para determinar los instantes óptimos de muestreo, las formas y las opciones posibles para la recuperación del reloj, la probabilidad de error de detección, la codificación MCP, los circuitos de muestreo y decisión, la importancia de la ecualización y sus funciones en la regeneración de una señal así como varios tipos de ecualizadores.

En el capítulo IV se hace el planteamiento del problema, de reconstruir una señal binaria, al que se dará solución por medio del repetidor regenerativo, así como los cálculos implicados en el diseño de las partes constitutivas del sistema.

En el capítulo V se consignan las técnicas de construcción utilizadas, así como las pruebas a las que fue sometido el circuito diseñado.

En el capítulo VI se encuentran tanto la evaluación del proyecto, como las conclusiones a las que se llegó después de probar y evaluar el funcionamiento del repetidor regenerativo.

Cabe resaltar que aunque en este trabajo se han incluido capítulos de teoría, no se ha pretendido elaborar un libro de texto, por lo que el desarrollo no es rigurosamente matemático. El propósito de ésta tesis es resolver un problema de diseño y complementarlo con algo de teoría.

CAPITULO II

TEORIA DE LA PROPAGACION DE SEÑALES

II.1. ECUACIONES DE LINEAS DE TRANSMISION

Las líneas de transmisión son empleadas para transferir energía desde un generador a una carga. Para las bajas frecuencias, por ejemplo a la frecuencia de la red, se usan conductores normales y el estudio puede hacerse según la teoría de circuitos. Para las altas frecuencias se emplean cables coaxiales o líneas bipolares del tipo de platina y el comportamiento depende de las constantes distribuidas de los dispositivos. Para frecuencias aún más altas se usan las guías de onda.

En la fig. II.1.1 se representa en la a), la línea de conexión entre el generador de tensión E_g , con impedancia interna Z_g y una carga Z_L ; en b) se indican los parámetros correspondientes a un tramo elemental dx de línea.

Surge entonces una pregunta: Qué longitud de conductor se debe tener para considerarla una línea de transmisión ?

La respuesta es que si las condiciones de entrada (V, I) del conductor difieren de las de salida, entonces el conductor es una línea; de cualquier manera es necesario recalcar que en un Δx de longitud se tienen resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia.

CONSTANTES DISTRIBUIDAS

En las líneas de transmisión, resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia están uniformemente distribuidas a lo largo de los conductores, y se denominan constantes distribuidas. En el análisis se supone que, considerando un tramo infinitesimal dx de línea, la sección examinada es de parámetros concentrados como en la fig. II.1.1b.

A continuación se hace una descripción de los elementos de la figura II.1.1b.

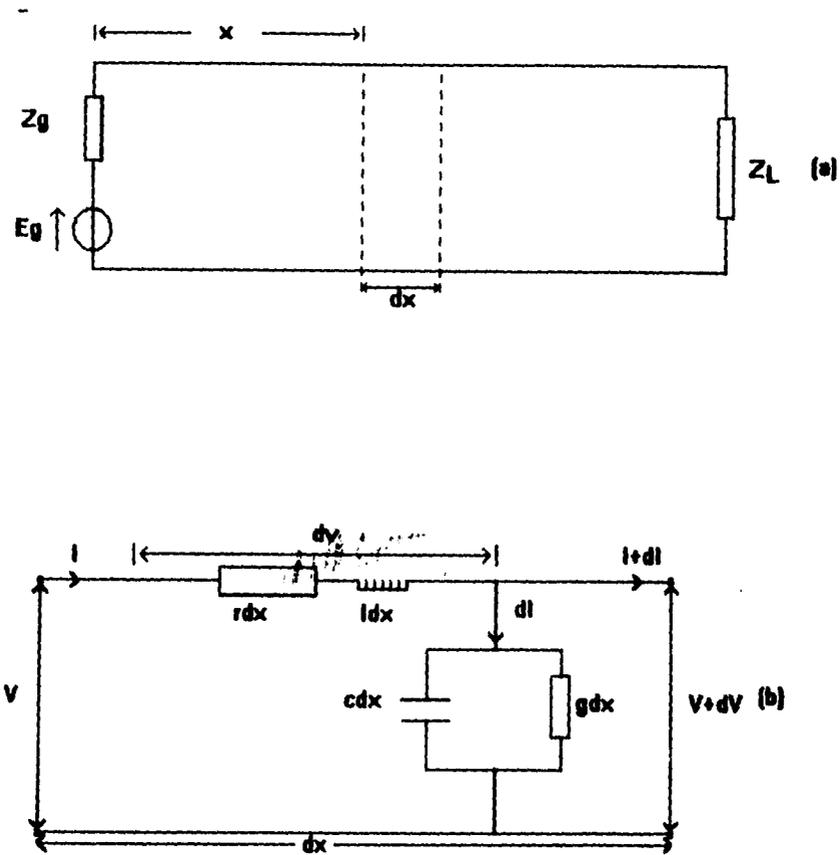


FIG. II.1.1. a) Representación de una línea de transmisión. b) Tramo infinitesimal de línea.

Resistencia:

- Todo cuerpo, aislante o conductor opone una cierta resistencia al flujo de la corriente eléctrica.
- Un determinado voltaje es necesario para vencer la resistencia y forzar el flujo de corriente. Cuando esto ocurre, el flujo de corriente a través del medio produce calor.
- La cantidad de calor generado en una unidad de tiempo se llama potencia y se mide en Watts. Esta energía se pierde, desde el punto de vista de ingeniería.
- La resistencia de los alambres depende de varios factores como son la temperatura, espesor, longitud, tipo de material y otros mas.
- A medida que aumenta la frecuencia de la señal aplicada a un alambre, la corriente tiende a fluir más cerca de la superficie, alejándose del centro del conductor.
- Usando conductores de pequeño diámetro, la resistencia efectiva del medio aumenta, a medida que aumenta la frecuencia. Este fenómeno se llama "efecto piel" y es importante en las redes de transmisión.
- La resistividad usualmente se mide en "ohms" por unidad de longitud.

Inductancia:

La inductancia es un elemento debido al manejo de corrientes alternas y a la separación de los conductores que se encuentran en forma paralela, induciendo voltajes en forma mutua. Todos los alambres, independientemente de su longitud, tienen cierta inductancia. La línea de transmisión puede ser dividida en segmentos o secciones, cada uno compuesto de una cantidad fija de inductancia, igual para todos los segmentos. La inductancia está en serie con el circuito. Los cables podrían ponerse perpendicularmente de tal forma que no se induzca voltaje, por esto, unos conductores retorcidos tienden a nulificar su inductancia.

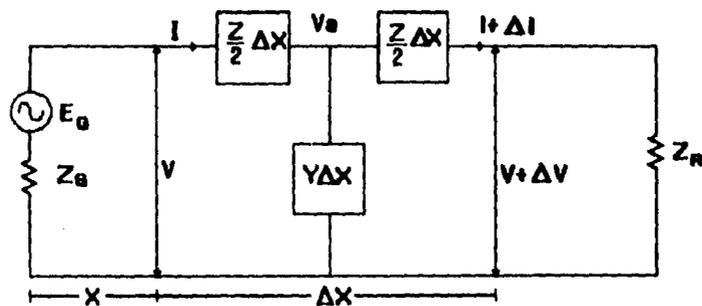
Capacitancia:

La capacitancia se debe a que las líneas de transmisión son dos conductores separados por un dieléctrico, en su mayoría de las veces aire o cubiertas plásticas. El valor de la capacitancia varía dependiendo de la separación y longitud de los conductores, así como del material dieléctrico entre ellos. Un circuito puede ser dividido en secciones de línea conteniendo un valor fijo de capacitancia.

Conductancia:

La conductancia se debe a las corrientes de fuga que existen en los conductores. Estas corrientes de fuga a su vez son debidas a las impurezas del dieléctrico.

ECUACIONES DE LAS LINEAS



Donde: $Z = r + j\omega l$

$Y = g + j\omega c$

$\Delta X =$ elemento diferencial de línea

FIG. II.1.2 Elementos de una diferencial de línea.

Considerando la figura II.1.2, y desarrollando las ecuaciones se tiene:

$$\begin{aligned}
 -(V + \Delta V) &= \left(\frac{Z}{2} \Delta x\right) I + \left(\frac{Z}{2} \Delta x\right) (I + \Delta I) \\
 -\Delta V &= I(Z\Delta x) + \Delta I \left(\frac{Z}{2} \Delta x\right) \\
 -\frac{\Delta V}{\Delta x} &= ZI + \frac{Z}{2} \Delta I
 \end{aligned}$$

tomando el límite llegamos a:

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta V}{\Delta x} = \frac{dV}{dx} = -ZI \dots \dots \dots (II.1.1)$$

Ahora de la misma figura, pero para las corrientes:

$$\begin{aligned}
 I - (I + \Delta I) &= Va(Y\Delta x) \\
 a &= \frac{V + V + \Delta V}{2} = V + \frac{\Delta V}{2}
 \end{aligned}$$

sustituyendo,

$$\begin{aligned}
 -\Delta I &= \left(V + \frac{\Delta V}{2}\right) Y \Delta x \\
 -\frac{\Delta I}{\Delta x} &= \left(V + \frac{\Delta V}{2}\right) Y
 \end{aligned}$$

tomando límites nuevamente llegamos a la ecuación II.1.2,

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta I}{\Delta x} = \frac{dI}{dx} = -YV \dots \dots \dots (II.1.2)$$

Derivando con respecto a x la ec.II.1.1,

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -Z \frac{dI}{dx}$$

sustituyendo la ec.II.1.2. en la anterior,

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -Z(-YV) = (ZY)V = \gamma^2 V \dots \dots \dots (II.1.3)$$

De igual forma derivando la ec. II.1.2. y sustituyendo la ec. II.1.1. se obtiene:

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = (ZY)I = \gamma^2 I \dots \dots \dots (II.1.4)$$

pero como sabemos:

$$Z = r + j\omega l \dots \dots \dots (II.1.5)$$

$$Y = g + j\omega c \dots \dots \dots (II.1.6)$$

y donde γ es llamada constante de propagación que vale:

$$\gamma = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \dots \dots \dots (II.1.7)$$

Resolviendo las ecs. II.1.3 y II.1.4 se tiene:

$$V = V_{i0}e^{\gamma x} + V_{r0}e^{-\gamma x} \dots \dots \dots (II.1.8)$$

$$I = I_{i0}e^{\gamma x} + I_{r0}e^{-\gamma x} \dots \dots \dots (II.1.9)$$

con $V_{i0}, V_{r0}, I_{i0}, I_{r0}$ constantes a determinar con las condiciones límites.

Siendo, por las ec. II.1.1, $dV/dx = (r + j\omega l)I$, por la ec. II.1.8 se obtiene:

$$V_{i0}\gamma e^{\gamma x} - V_{r0}\gamma e^{-\gamma x} = (r + j\omega l)(I_{i0}e^{\gamma x} + I_{r0}e^{-\gamma x}) \dots \dots \dots (II.1.10)$$

de donde:

$$I_{i0} = \frac{V_{i0}\gamma}{r + j\omega l} = \frac{V_{i0}}{\sqrt{(r + j\omega l)/(g + j\omega c)}} = \frac{V_{i0}}{Z_0} \dots \dots \dots (II.1.11)$$

$$I_{r0} = \frac{-V_{r0}\gamma}{r + j\omega l} = \frac{-V_{r0}}{\sqrt{(r + j\omega l)/(g + j\omega c)}} = \frac{-V_{r0}}{Z_0} \dots \dots \dots (II.1.12)$$

habiendo puesto:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} \dots \dots \dots (II.1.13)$$

Z_0 se llama impedancia característica de la línea.

Las ecuaciones de las líneas son las siguientes:

$$= V_{i0}e^{\gamma x} + V_{r0}e^{-\gamma x} \dots\dots\dots(II.1.14)$$

$$I = \frac{V_{i0}}{Z_0}e^{\gamma x} - \frac{V_{r0}}{Z_0}e^{-\gamma x} \dots\dots\dots(II.1.15)$$

La tensión y la corriente de una línea son por lo tanto sumas de dos términos, llamados:

- $V_i = V_{i0}e^{\gamma x}$ tensión incidente (a)
- $V_r = V_{r0}e^{-\gamma x}$ tensión reflejada (b)
- $I_i = I_{i0}e^{\gamma x} = \frac{V_{i0}}{Z_0}e^{\gamma x}$ corriente incidente (c)
- $I_r = I_{r0}e^{-\gamma x} = \frac{V_{r0}}{Z_0}e^{-\gamma x}$ corriente reflejada (d)

En base a las ecuaciones anteriores pueden escribirse:

$$= V_i + V_r$$

$$I = I_i + I_r$$

o sea que en un caso general, el voltaje y la corriente en cualquier punto x de la línea es la suma de un voltaje incidente proveniente del generador y uno reflejado desde la carga al final de la línea.

CARACTERISTICAS DE LAS LINEAS.

La impedancia característica Z_0 puede también ser definida como la razón entre tensión incidente y corriente incidente. En efecto:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{V_{i0}e^{\gamma x}}{\frac{V_{i0}}{Z_0}e^{\gamma x}} = Z_0$$

Por lo que respecta a la onda reflejada, es:

$$\frac{V_r}{I_r} = \frac{V_{r0}e^{-\gamma x}}{-\frac{V_{r0}}{Z_0}e^{-\gamma x}} = -Z_0$$

En una línea infinitamente larga, no se tiene onda reflejada y por lo tanto:

$$\frac{V}{I} = \frac{V_i}{I_i} = Z_0$$

Z_0 puede definirse por lo tanto como la impedancia, en un punto cualquiera de una línea de longitud infinita.

Si la línea esta cerrada sobre una carga igual a su impedancia característica ($Z_L = Z_0$) no se tiene onda reflejada a lo largo de la línea.

Si la línea tiene pérdidas despreciables o la frecuencia es alta, en todo caso si:

$$r \ll \omega l \quad \text{y} \quad g \ll \omega c$$

desarrollando en serie la expresión de Z_0 y deteniendo el desarrollo en los primeros términos, se tiene:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{l}{c}} \left[1 + j \left(\frac{g}{2\omega c} - \frac{r}{2\omega l} \right) \right]$$

En el caso de la línea ideal o en todo caso si la parte imaginaria de Z_0 puede ser despreciada, se tiene:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{l}{c}}$$

de donde resulta que la impedancia característica no depende de la frecuencia, sino de las características geométricas y el tipo de material aislante.

En el caso de cable coaxial:

$$Z_0 = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \left(\log \frac{b}{a} \right)$$

donde:

ξ_r : constante dieléctrica relativa del material entre los conductores.

μ_r : permeabilidad magnética relativa del material entre los conductores.

b: diámetro interior del conductor externo.

a: diámetro exterior del conductor interno.

La constante de propagación γ en general esta definida por:

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

con α : constante de atenuación; β : constante de fase.

El significado de α , β deriva de consideraciones relativas a las ecs. a), b), c) y d) obtenidas con anterioridad. Siendo:

$$e^{\gamma x} = e^{\alpha x} e^{j\beta x}$$

$$|V_r| = e^{\alpha x} |V_{r0}|$$

Resulta que $e^{\alpha x}$ indica cuánto más alta es la tensión incidente al desplazarnos desde la carga al generador; αx define por esto la atenuación de la tensión incidente cuando nos desplazamos del generador a la carga.

En lo relativo al significado de β , siendo:

$$V_i = V_{i0} e^{\gamma x}$$

$$\arg V_i = \arg V_{i0} + \beta x$$

βx indica cuánto se anticipa en fase la tensión incidente cuando nos desplazamos desde la carga al generador.

Análogamente para la onda reflejada:

$$\arg V_r = \arg V_{r0} - \beta x$$

βx : indica cuánto se retrasa la onda reflejada cuando nos desplazamos desde el generador hacia la carga.

Las mismas consideraciones pueden hacerse para los desfases de las corrientes.

Si las pérdidas son bajas, desarrollando en serie la ec. II.1.7 dada con anterioridad, se tiene:

$$\alpha \cong \frac{r}{2Z_0} + \frac{gZ_0}{2} \quad (\text{Np/m})$$

$$\beta \cong \omega\sqrt{lc} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{r}{2\omega l} - \frac{g}{2\omega c} \right)^2 \right]$$

Si la línea es ideal, es decir, desprovista de pérdidas, $r=0$ y $g=0$ y por lo tanto:

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \omega\sqrt{lc}$$

En el caso de pérdidas bajas o frecuencias altas, o en todo caso si:

$$r \ll \omega l \quad \text{e} \quad g \ll \omega c$$

la ecuación para β queda:

$$\beta \cong \omega\sqrt{lc}$$

La constante de fase β está ligada a la longitud de onda λ . En efecto, se define como longitud de onda de un tramo de línea en el cual la fase de una señal que se propaga varía en 2π ; siendo β el desfase introducido por unidad de longitud, se tiene:

$$\beta\lambda = 2\pi$$

y por lo tanto:

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

Extrapolando los resultados obtenidos al caso de la transmisión de pulsos a través de una línea, podemos simplificar las cosas refiriéndonos al caso en el que:

$$\alpha \cong 0 \quad Z_{\text{carga}} \neq \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \beta = \omega\sqrt{LC}$$

o sea una línea con pocas pérdidas y retardo uniforme en la que hay reflexión de señales debido a que la carga no es la impedancia característica.

Por las condiciones establecidas, los pulsos no van a cambiar de forma, solo van a "rebotar" en la carga y regresar a la fuente que los transmitió. A continuación se hará una descripción mas detallada de este aspecto.

PULSOS EN LINEAS DE TRANSMISION.

Se han estudiado las características de las líneas de transmisión con excitación sinusoidal y cómo se propagan las ondas en tales líneas. Una condición similar puede existir cuando pulsos o funciones escalón son aplicados. En una línea larga e ideal, un pulso se propagará sin distorsión, llegando a la carga con una forma idéntica a la inicial pero retardada por una cantidad de tiempo igual a la longitud de línea dividida por la velocidad de propagación. El hecho de que esto sea verdad puede ser fácilmente demostrado si recordamos que las ondas sinusoidales que se propagan a través de una línea uniforme, sin pérdidas y sin dispersión no cambian y todas las frecuencias se propagan a la misma velocidad. Es bien conocido que una excitación periódica y no sinusoidal tal como una onda cuadrada está compuesta por una serie de componentes de frecuencia discreta, mientras que un sólo pulso está compuesto de un espectro de frecuencias infinito que va decreciendo para las frecuencias altas. Todas estas frecuencias se suman a la entrada para crear la forma de onda final. Si todas las componentes viajan a través de la línea a la misma velocidad, es obvio que todas ellas deberán arribar al mismo tiempo a la carga sumándose para dar la misma forma de onda que se tenía a la entrada. El fenómeno del pulso distorsionado surge cuando varias componentes de frecuencia viajan a diferentes velocidades debido a la dispersión y/o las diferentes cantidades de atenuación de la línea. En otras palabras, varias componentes sinusoidales que arriban a la carga pueden tener una relación diferente de fase y amplitud con respecto a las que se tenían a la entrada del sistema. Así, cuando éstas componentes finalmente se suman, pueden dar una forma de onda diferente (el pulso distorsionado).

En aplicaciones prácticas, las líneas de transmisión son seleccionadas, en cuanto esto sea posible, de tal forma que la distorsión y atenuación sean pequeñas. Así, primeramente podríamos considerar casos donde esto es posible para comprender el fenómeno de propagación de pulsos en líneas ideales. Luego consideraríamos las reflexiones de pulsos para varias terminaciones de carga, los efectos del tiempo de elevación y las pérdidas en la forma de onda.

Ancho de pulso y formas de onda reflejadas.

Una línea uniforme, sin pérdidas y sin dispersión, finalizada en su impedancia característica representa una situación trivial. El aspecto interesante del comportamiento aparece cuando tenemos reflexiones en la línea debidas a terminaciones impropias o discontinuidades a través de ésta. Para el caso general de terminación impropia en la carga ($Z_L \neq Z_0$) y en el generador ($Z_S \neq Z_0$), un sólo pulso aplicado a la línea, dará lugar a múltiples reflexiones viajando de regreso y hacia adelante entre los extremos de la línea. Teóricamente las reflexiones ocurren sin importar que la señal de entrada sea un escalón o un pulso angosto, sin embargo para el análisis que pretendemos hacer nos conviene más alimentar a la línea con un pulso cuya anchura sea menor que el tiempo que tarda el pulso en ir y volver al punto de partida de ésta manera se podrá ver en un osciloscopio separadamente el pulso que retorna al punto de partida.

Este análisis es importante porque en el caso de una transmisión de datos por una línea tipo bus, si el extremo final del cable no está adecuadamente terminado, los datos llegarán 2 veces a la máquina: como señal incidente y como señal reflejada, causando confusión.

Respuesta a pulsos de una línea ideal con terminaciones impropias.

Si el ancho del pulso es angosto comparado con la longitud eléctrica de la línea, las reflexiones individuales pueden ser vistas separadamente en la entrada (input end). Para varios casos las formas de onda pueden ser obtenidas como se explicó anteriormente y que son mostrados en las tablas siguientes. La impedancia interna de la fuente se asume igual a la impedancia característica de la línea. Para terminaciones complejas, el voltaje a través de cada componente no es mostrado.

La nomenclatura de las tablas 1a y 1b es mostrada en la siguiente figura.

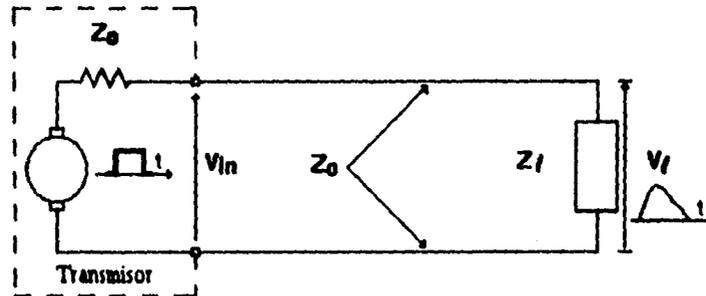


FIG.II.1.3 Nomenclatura para la reflexión de pulsos.

RESPUESTA AL PULSO PARA VARIAS TERMINACIONES $V_0 = V_B/2$, $T = l\sqrt{LC}$, $\rho_v = (R - Z_0)/(R + Z_0)$

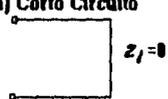
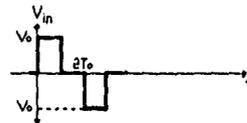
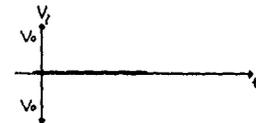
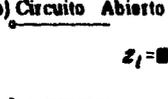
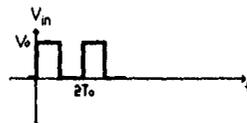
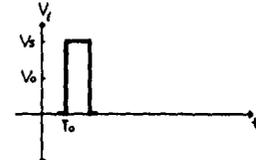
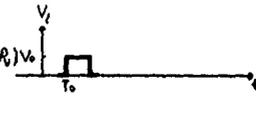
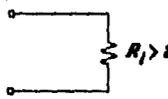
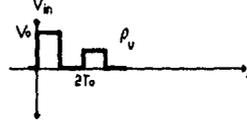
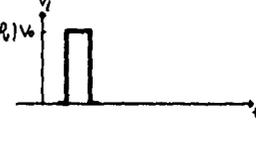
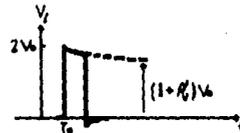
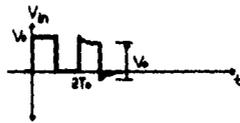
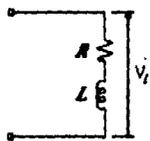
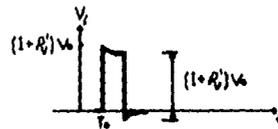
Terminación	Pulsos incidente y reflejado en la entrada	Forma de onda de salida
(a) Corto Circuito  $Z_l = 0$		
(b) Circuito Abierto  $Z_l = \infty$		
(c) Resistencia Pequeña  $R_l < Z_0$		
(d) Resistencia Grande  $R_l > Z_0$		

TABLA 1a.

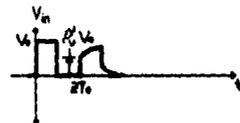
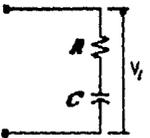
(e) Resistencia e inductancia en serie.



(f) Resistencia e inductancia en paralelo.



(g) Resistencia y Capacitancia en serie.



(h) Resistencia y Capacitancia en paralelo.

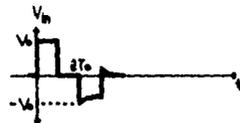
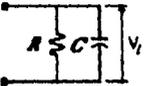


TABLA 1b.

II.2 TIPOS Y CARACTERISTICAS DE LINEAS DE TRANSMISION

El medio de transmisión es el ducto físico utilizado para la comunicación entre estaciones, usuarios y dispositivos que requieren obtener y enviar información a corta , mediana y larga distancia.

La selección del medio físico a utilizar depende de:

- * tipo de ambiente donde se va a instalar.**
- * tipo de equipo a usar.**
- * tipo de aplicación y requerimientos.**
- * capacidad económica (relación costo/beneficio esperado).**
- * oferta**

Existen solo tres medios físicos por los que puede viajar una señal:

- El espacio (aire o vacío),**
- El cobre (conductores)**
- La fibra óptica.**

Aquí enunciaremos las características de los conductores de cobre y las fibras ópticas:

Par de cables torcidos.

Es el medio más común; usado en centrales de conmutación telefónica. Sus características principales son:

- Un par puede transportar de 12 a 24 canales de grado de voz.
- Son válidos en cualquier topología: anillo, estrella, canal, árbol, etc..
- Pueden transportar tanto señales analógicas como digitales.
- Una red típica puede tener conectados con éste medio hasta 1000 dispositivos del usuario.
- Alcance, hasta 3 km dependiendo del tipo de señal.
- Permiten trabajar en HDX o FDX
- Ancho de banda: hasta 1 Mhz. Puede considerarse bastante limitado.
- Bajo costo. Puede existir una instalación en la planta.
- Alta tasa de error a grandes velocidades.
- Baja inmunidad al ruido, interferencia, etc.
- Requiere protección especial: blindaje, ductos, etc.

Cable coaxial de banda angosta .

- Existen una gran diversidad de cables, catalogados por su impedancia característica y por su coeficiente de pérdidas
- Diseñados originalmente y aún usados para transmisiones de radio y T.V.
- Se pueden utilizar para conducir señales de voz multiplexadas analógica o digitalmente.
- Presentan buena inmunidad al ruido externo y a las interferencia debido al blindaje del conductor externo.
- También debido al blindaje, escapa poca señal y prácticamente no causa interferencia.

- Generalmente usado con topología de canal (bus) lineal; árbol y raramente anillo.
- Una red típica contiene 200-1000 dispositivos.
- Alcance de 1 a 10 kms.
- Bajo costo. Simple de instalar y bifurcar.
- Es conveniente usarlo a no mas del 40% de su capacidad para mayor confiabilidad.
- En ambientes hostiles se requieren ductos, para protección.

Cable coaxial de banda ancha.

- Es el mismo usado en redes de televisión por cable.
- Se usa MDFM.
- Se combina voz, datos y video simultáneamente.
- Se permite voz y video en tiempo real.
- La señal en el cable es en modo analógico de radio frecuencia (RF) y por lo tanto los datos deben ser adecuados antes de la transmisión, usando un módem RF.
- Todas las señales son HDX, pero usando 2 canales se obtiene FDX.
- El cable coaxial de banda ancha se considera un medio activo ya que la energía se obtiene de los componentes de soporte de la red y no de las estaciones del usuario conectadas.
- Instalación más dificultosa que el de banda base. Componentes CATV.
- Se usan amplificadores y no repetidores (regeneradores).
- Debido a las amplificaciones y al alto número de canales, se pueden conectar hasta 25000 dispositivos con un alcance de 5 kms.
- Topologías: canal, árbol.
- Ancho de banda máximo: 400 Mhz. Puede transportar el 100% de su carga.
- Mejor inmunidad a los ruidos que el cable coaxial de banda base.
- Es un medio resistente que no necesita conducto.
- Su costo es alto. Se necesitan módems en cada estación de usuario, lo que aumenta aún más su costo y limita las velocidades.

Fibras ópticas.

- **Consiste en un núcleo central, muy fino, de vidrio o plástico, que tiene un alto índice de refracción.**
- **Este núcleo es rodeado por un revestimiento también de vidrio que tiene un índice de refracción algo más bajo, que lo aísla del ambiente.**
- **Cada fibra provee un camino de transmisión único de extremo a extremo, unidireccional.**
- **Pulsos de luz se introducen en un extremo, usando un láser o LED. Estos pulsos van sufriendo reflexiones a través de toda la longitud de la fibra óptica que le permiten desplazarse hasta su destino en trayectorias curvas.**
- **La transmisión es, generalmente, punto a punto, sin modulación.**
- **La fibra óptica no es afectada por interferencia eléctrica, ruidos, problemas energéticos, temperatura, radiación o agentes químicos.**
- **El ancho de banda es mucho más grande que el de cualquier otro medio. Actualmente 50 Mbps a 10 kms. Experimentalmente 1 Gbps. Alcance: 10 kms.**
- **Se pueden transmitir datos, voz y video.**
- **El cable es altamente confiable. Es muy difícil de bifurcar. Muy poca pérdida de señal.**
- **Físicamente, la fibra es muy fina, liviana, durable y por lo tanto instalable en muy poco espacio.**
- **Sin embargo, todavía es muy cara.**
- **Su capacidad multipunto es muy baja.**
- **Topologías: anillo, estrella.**
- **Cantidad máxima de nodos por enlace: 2 (experimentalmente 8).**
- **Requiere un mantenimiento sólo realizable por personal entrenado.**

II.3. PROCESOS PARA LA OBTENCION DE UNA SEÑAL DIGITAL.

Conversión analógica a digital

Para lograr una adecuada conversión analógica-digital es de suma importancia conocer el teorema de muestreo el cual establece que si la frecuencia más alta del espectro de la señal es B hz, la señal puede reconstruirse a partir de sus muestras, tomadas a una razón no menor que $2B$ muestras/segundo. Esto significa que para transmitir la información de una señal continua, se necesita solamente transmitir sus muestras (fig. II.3.1). Desafortunadamente, los valores de las muestras no son todavía digitales ya que se encuentran dentro de un rango continuo y pueden tomar uno cualquiera del número infinito de valores del rango. Esta dificultad se resuelve mediante lo que se conoce como "cuantificación", en donde cada muestra se aproxima, o "redondea", al nivel cuantificado más próximo, como se muestra en la figura II.3.1.

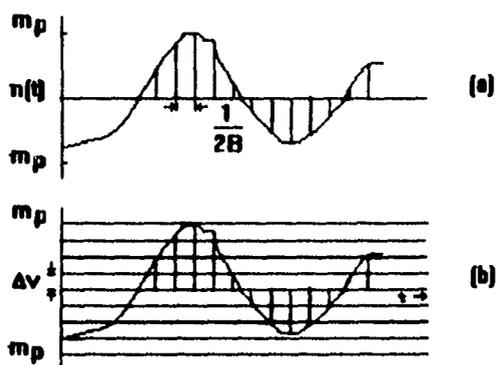


FIG. II. 3.1. Muestreo y cuantificación de una señal.

Las amplitudes de la señal $m(t)$ están dentro del rango de amplitudes $(-m_p, m_p)$, que se subdivide en L intervalos, cada uno de magnitud $\Delta v = 2m_p/L$. La magnitud de cada muestra se aproxima al punto medio del intervalo en el cual cae el valor de la muestra. Cada muestra ahora se aproxima a uno de los L números.

La información queda así cuantificada. La señal cuantificada es una aproximación de la señal original. Se puede mejorar la exactitud de la señal cuantificada a cualquier grado que se desee aumentando el número de niveles (L). Por ejemplo, para la inteligibilidad de la señal de voz, L=8 o 16 será suficiente. Para uso comercial, L=32 es un mínimo, y para comunicación telefónica se usa comúnmente L=128 o 256.

Durante cada intervalo de muestreo T_0 , se transmite una muestra cuantificada, la cual toma uno de los L valores. Esto requiere L distintas formas de onda, cada una de duración T_0 . Se puede construir éstas utilizando un pulso básico rectangular de amplitud $\pm A/2$ (fig. II.3.2) y sus múltiplos (por ejemplo, $\pm(A/2)$, $\pm(3A/2)$, $\pm(5A/2)$, ..., $\pm[(L-1)A/2]$) para formar L distintas formas de onda que se asignarán a los L valores que se van a transmitir. Las amplitudes de dos cualesquiera de estas formas de onda son separadas cuando menos en A para su protección contra interferencia debida a ruido del canal y a la distorsión. Otra posibilidad es utilizar menos de L formas de onda y formar sus combinaciones (códigos) para producir L patrones distintos. Como un ejemplo, para el caso de L=16 se pueden utilizar 16 pulsos, $\pm(A/2), \pm(3A/2), \dots, \pm(15A/2)$, cada uno de duración T_0 . La segunda alternativa es solamente utilizar dos pulsos básicos $A/2, -A/2$ cada uno de duración $T_0/4$. Una sucesión de cuatro de estos pulsos da $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 16$ patrones distintos, como se muestra en la figura II.3.3. Se puede asignar un patrón a cada uno de los 16 valores cuantificados que se transmitirán. Cada muestra cuantificada se codifica ahora en una sucesión de cuatro pulsos binarios. Este es el llamado caso binario, en el cual la señalización se lleva a cabo por medio de sólo dos pulsos (o símbolos) básicos.

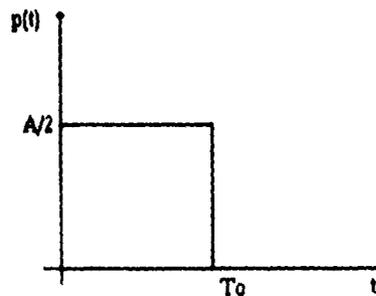


FIG. II.3.2 Pulso Básico Rectangular.

Existe un caso intermedio en el que se utilizan cuatro pulsos básicos (pulsos cuaternarios) de amplitudes $\pm(A/2)$, $\pm(3A/2)$, cada uno de duración $T_0/2$. Una sucesión de dos pulsos cuaternarios puede formar $4 \cdot 4 = 16$ niveles o valores distintos.

El caso binario tiene gran importancia práctica debido a su simplicidad y facilidad de detección. Virtualmente, toda la comunicación digital hoy en día es binaria. El esquema anterior relativo a la transmisión de datos por digitalización y utilización de código de pulsos para transmitir datos digitalizados se conoce como modulación por código de pulsos (MCP).

DIGITO	EQUIVALENTE BINARIO	FORMA DE ONDA DEL CODIGO DE PULSO
0	0000	
1	0001	
2	0010	
3	0011	
4	0100	
5	0101	
6	0110	
7	0111	
8	1000	
9	1001	
10	1010	
11	1011	
12	1100	
13	1101	
14	1110	
15	1111	

Fig. II.3.3 Ejemplo de código de pulsos binario.

II.4. MCP. MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS.

Aunque en un sistema MDT es posible transmitir las muestras directamente, es mucho más ventajoso, antes de la transmisión, codificar cada muestra en una palabra binaria. El motivo es que las señales binarias son mucho más inmunes al ruido que las señales analógicas. Una forma muy común de transmisión digital es la modulación por pulsos codificados, cuyas características esenciales se muestran en la figura II.4.1.

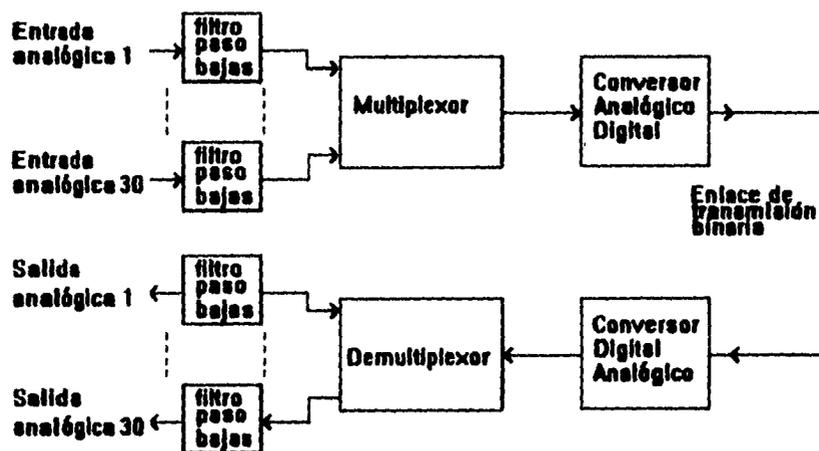


FIG. II.4.1 Sistema MCP típico.

En este sistema hay 30 canales vocales, cada uno de los cuales está limitado en frecuencia a 3.4 kHz y muestreado a 8000 muest/seg. Las señales muestreadas se pasan a forma binaria para su transmisión. Además de las señales codificadas, se envían otras señales por el enlace a efectos de sincronización e identificación.

El hecho de que una muestra se haya convertido a código binario significa que se ha cuantificado como un nivel dentro de un determinado número de niveles. A mayor número de niveles de cuantificación, mayor será la precisión de la representación cuantificada, pero también será mayor el número de dígitos binarios (bits) necesarios para representar la muestra. Puesto que el tener más bits significa que se necesita un ancho de banda de transmisión más grande, deberá llegarse a un término medio entre precisión y ancho de banda.

La figura II.4.2 muestra el proceso de cuantificación, y está claro que una vez cuantificada, jamás podrá restituirse la amplitud exacta de la señal original. Esto da lugar a un error en la recuperación de la señal analógica, error conocido como ruido de cuantificación. El ruido de cuantificación para un sistema MCP de ocho niveles puede calcularse en relación con la figura II.4.2, en la que se ve que la entrada máxima pico a pico es de 1 Volt. Si se cuantifica este valor en M niveles espaciados por igual, la separación entre cada nivel será $\delta v = 1/M$ Volts. Las amplitudes reproducidas después de la decodificación son normalmente iguales al punto medio de cada intervalo de cuantificación, lo cual da un valor máximo pico a pico decodificado de $V = (M-1)\delta v$ Volts. Si se reproduce por el decodificador un nivel de valor igual a v_j , la verdadera amplitud podrá ser cualquiera que esté dentro del intervalo $v_j + \delta v/2$; por consiguiente, cualquier salida decodificada podrá tener un error máximo de $+\delta v/2$. Este error es de naturaleza aleatoria y, como ya hemos dicho, se denomina ruido de cuantificación. Para calcular la magnitud de este ruido de cuantificación es necesario conocer la función de densidad de probabilidad de amplitud de la señal que se va a codificar. A partir de su conocimiento, podemos calcular la probabilidad de que la señal se encuentre en cualquier intervalo de cuantificación. El error cuadrático medio de cada uno de los escalones cuánticos se calcula como:

$$E(\epsilon^2) = \frac{1}{\delta V} \int_{-\delta V/2}^{\delta V/2} \epsilon^2 d\epsilon = \frac{(\delta V)^2}{12}$$

El error rms es entonces $\delta V/\sqrt{12} = \delta V/2\sqrt{3}$ y representa el "ruido" rms a la salida del sistema.

Ahora bien, si introducimos la idea de relación señal a ruido definiéndola en términos del voltaje de pico de la señal, como:

$$\frac{S_v}{N_v} = \frac{V}{\delta V/(2\sqrt{3})} = \sqrt{3}M \quad \text{ya que} \quad V = \delta VM/2$$

donde M es el número de niveles y puede ser representado en términos del número de bits/muestra como $M = 2^m$

El correspondiente cociente de potencias es: $\frac{S}{N} = 3M^2$

Para definirlo en términos de decibeles se tiene:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{dB} &= 10 \log_{10} 3M^2 \\ &= 10 \log_{10} 3 + 10 \log M^2 \\ &= 4.8 + 20 \log_{10} M \end{aligned}$$

Pero recordando que $M = 2^m$ entonces:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{dB} &= 4.8 + 20 \log_{10} 2^m \\ &= 4.8 + 20m \log_{10} 2 \\ &= 4.8 + 6m \end{aligned} \tag{II.4.1}$$

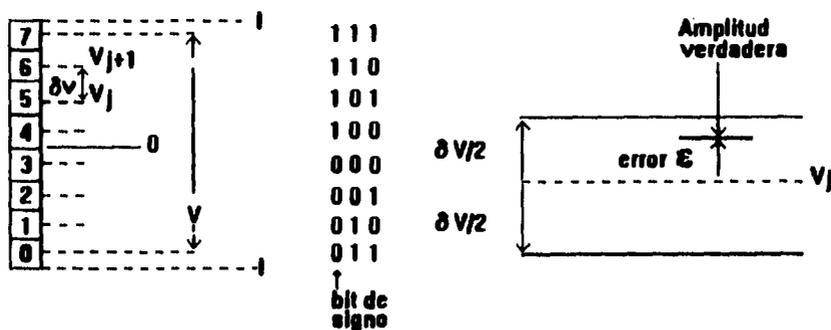


FIG. II.4.2 Cuantificación uniforme de 8 niveles (3 bits).

Esta expresión sólo es aplicable a señales con distribución de amplitud uniforme que hayan sido cuantificadas uniformemente. La expresión correspondiente a una onda senoidal puede evaluarse teniendo en cuenta la función de densidad de probabilidad. La relación S/N media para un onda senoidal de amplitud $\pm 1/2$ es aproximadamente.

$$S / N = (1.8 + 6m) \quad \text{dB} \tag{II.4.2}$$

Las ecuaciones anteriores muestran que la relación S/N de la señal decodificada aumenta conforme se tiene un número mayor de divisiones o niveles, pero para tener un mayor número de niveles se requieren mas bits, lo que resulta que para aumentar la relación S/N es necesario aumentar el ancho de banda. Este intercambio entre relación S/N y ancho de banda se asemeja mucho al resultado dado por la ley de Shannon.

En la ecuación II.4.1, $6m$ representa la señal de entrada ocupando totalmente el intervalo de funcionamiento del codificador. Pero tenemos que el ruido de cuantificación para esta función de densidad tiene un valor fijo de $v^2/12$, y se sigue que la relación S/N para voces más débiles será considerablemente menor a $6m$. Las estadísticas han demostrado que el 98% de los usuarios telefónicos pueden ser atendidos por un codificador con un margen dinámico de unos 56 dB. Si se utilizara cuantificación uniforme en este codificador, la relación señal a ruido de las voces más bajas sería 56 dB menor que la relación S/N de las voces más altas.

Es posible escoger el número de niveles de cuantificación para que exista una relación S/N aceptable (unos 26 dB) para las voces más débiles. Está demostrado experimentalmente que esto requeriría un valor mínimo de $m=10$ bits. Una alternativa más atractiva es variar el tamaño del escalón de cuantificación y relacionarlo con la amplitud de la señal.

En teoría, la cuantificación no uniforme puede realizarse empleando un codificador en el que los escalones de cuantificación sean pequeños cerca del cero y aumenten hacia la señal de entrada máxima. En la práctica, la señal se hace pasar a través de un circuito compresor no lineal. La señal comprimida es entonces codificada empleando una cuantificación uniforme. Después de ser decodificada en el receptor, la señal se filtra y se la hace pasar por un circuito con una característica expansora complementaria a la de la compresión.

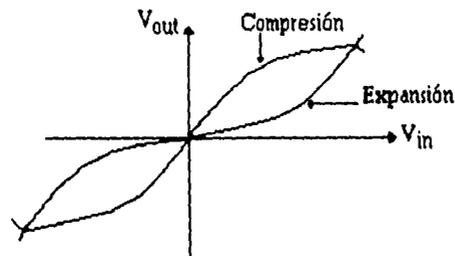


FIG. II.4.3. Gráfica de Compresión-Expansión.

II.5. TRANSMISION DE UN PULSO A TRAVES DE UN CANAL

En la fig. II.5.1 se muestra una señal binaria típica contaminada por ruido adquirido en el canal. Si A es suficientemente grande en comparación con las amplitudes de ruido típicas, el receptor puede aún distinguir correctamente entre los dos pulsos. La amplitud del pulso es típicamente de 5 a 10 veces la amplitud rms del ruido. Para tan alta RSR, la probabilidad de error en el receptor es menor que 10^{-6} ; esto es, en promedio, el receptor cometerá menos de un error por millón de pulsos, pero esta cantidad de errores puede aumentar si aumenta la amplitud del ruido.

Una señal que se transmite a través de un canal se distorsiona debido a las características del canal. Se estudiará ahora la naturaleza de la distorsión de la señal. Considerando que si el canal es un cable, este se encuentra adecuadamente terminado y no hay reflexión.

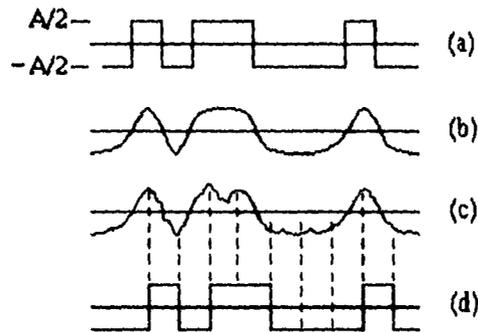


FIG. II.5.1 (a) Señal transmitida. (b) Señal distorsionada recibida (sin ruido). (c) Señal distorsionada recibida (con ruido). (d) Señal regenerada (retardada).

Distorsión lineal.

Consideremos en primer lugar los canales invariantes en el tiempo. La distorsión de una señal puede ocasionarse a través de un canal por características no ideales ya sea de la magnitud, de fase o de ambas, fig.II.5.2. Podemos identificar los efectos de éstas no idealidades que se presentan sobre un pulso $g(t)$ que se transmite a través de tal canal. Si existe un pulso en el intervalo (a,b) y es cero fuera de él. Las componentes del espectro de Fourier del pulso presentan ese delicado y perfecto balance de las magnitudes y fases que se suman exactamente para producir el pulso $g(t)$ en el intervalo (a,b) y se contrarrestan fuera de él. La transmisión de $g(t)$ a través de un canal ideal que satisfaga las condiciones de transmisión libre de distorsión no alteran este balance, ya que un canal libre de distorsión multiplica cada componente por el mismo factor y retarda cada componente la misma cantidad de tiempo. Ahora, si la característica de magnitud del canal no es ideal, éste delicado balance será perturbado, y la suma de todas las componentes no podrá ser igual a cero fuera del intervalo (a,b) . En resumen, el pulso se dispersará. Lo mismo sucede si la característica de fase del canal es no ideal. Así, la dispersión del pulso ocurrirá si tanto la característica de magnitud, o de la fase, o ambas son no ideales.

Este tipo de distorsión es indeseable en un sistema MDT, ya que la dispersión del pulso ocasiona interferencia con un pulso vecino. En un sistema de MDF, este tipo de distorsión ocasiona distorsión en cada señal multiplexada, pero no ocurre interferencia con un canal vecino. Esto se debe a que en MDF, cada una de las señales multiplexadas utiliza una banda no ocupada por ninguna otra señal. Las no idealidades de magnitud y fase de un canal distorsionaron el espectro de cada señal, pero debido a que no se traslapan en la frecuencia, no existirá interferencia entre ellas.

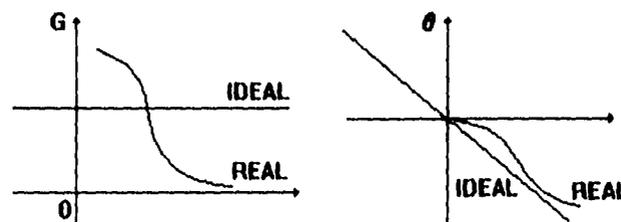


FIG. II. 5.2 Característica Real e Ideal de un Canal.

Distorsión causada por las no linealidades del canal.

Hasta ahora se ha considerado el canal como lineal. Esta es una aproximación válida para las señales pequeñas. Para las amplitudes grandes, no pueden ignorarse las no linealidades. Considerando un canal no lineal y sin memoria donde la entrada g y la salida r están relacionadas por alguna ecuación no lineal.

$$r = f(g)$$

El segundo miembro de esta ecuación se puede desarrollar en una serie de McLaurin de la forma.

$$r = a_0 + a_1g + a_2g^2 + a_3g^3 + \dots + a_kg^k$$

El desarrollo en serie de potencias de esta ecuación permite determinar el espectro de la señal de salida si se observa que.

$$g^k(t) \Leftrightarrow \left[\frac{1}{2\pi} \right]^{k-1} \frac{G(w) * G(w) * \dots * G(w)}{k-1 \text{ convoluciones}}$$

En consecuencia,

$$R(w) = 2\pi a_0 \delta(w) + \sum_k \frac{a_k}{(2\pi)^{k-1}} \frac{G(w) * G(w) * \dots * G(w)}{k-1 \text{ convoluciones}}$$

Podemos derivar ciertas conclusiones generales de la ecuación anterior. El espectro de salida consta de un espectro de entrada más "autoconvoluciones" repetitivas del espectro de entrada. Cuando un espectro se convoluciona consigo mismo, el espectro resultante tiene el doble de ancho de banda del espectro original. En forma similar, $k-1$ convoluciones repetidas incrementarán el ancho de banda por un factor de k . Esto significa que la señal de salida va a contener nuevas componentes de frecuencia no contenidas en la señal de entrada.

Este tipo de distorsión altera y causa interferencia en los canales vecinos, debido a la dispersión del espectro. Esta dispersión del espectro causará un serio problema de interferencia en los sistemas de MDT.

Distorsión ocasionada por el efecto de multitrayectoria.

Una transmisión de multitrayectoria tiene lugar cuando una señal transmitida llega al receptor por dos o más trayectorias de diferentes retardos. Por ejemplo, si se transmite una señal a través de un cable que presenta irregularidad de impedancia a lo largo de su trayectoria, la señal llegará al receptor en la forma de una onda directa mas algunas reflexiones con diferentes retardos. En los enlaces por radio, la señal puede recibirse por una trayectoria directa entre las antenas transmisora y receptora, y también por reflexiones en colinas y edificios. Este fenómeno es el que ocasiona los fantasmas en la pantalla del receptor de T.V. También puede provocar que un pulso se adicione a una versión retardada de si mismo causando confusión al momento de tratar de identificarlo.

Como ya se dijo la transmisión por multitrayectoria ocasiona dispersión del pulso. Esta distorsión puede corregirse en parte utilizando el ecualizador o compensador de línea de retardo con derivaciones.

TRANSMISION DE SEÑALES

III.1. TRANSMISION DE SEÑALES MCP

SEÑALES MCP POR LINEA

Aunque es posible codificar en binario las señales en su mismo origen, esto no está muy extendido, en cambio la transmisión MDT con codificación MCP se utiliza ampliamente entre centrales telefónicas. Este tipo de transmisión hace uso de las líneas telefónicas estándar que fueron diseñadas específicamente para comunicaciones vocales. Las normas de transmisión adoptadas se han dictado, en su mayor parte, por las características de los cables que ya han sido tendidos con anterioridad. Para minimizar la distorsión de la señal en la banda de audiofrecuencia, estos cables están cargados en forma artificial mediante inductancias a intervalos de 2 Km aproximadamente. Esto origina atenuaciones muy fuertes en las frecuencias superiores a unos 4 KHz, lo que hace que la línea no sea adecuada para señales digitales. Además de la pérdida de respuesta en las frecuencias altas, los tramos de línea de 2 Km están acoplados mediante transformador y, por lo tanto, no hay camino para la corriente continua. La respuesta en alta frecuencia de la sección puede mejorarse de manera considerable por la simple eliminación de las bobinas de carga.

En la fig. III.1.1 se muestra una respuesta típica de frecuencia para una sección de cable cargada y sin cargar.

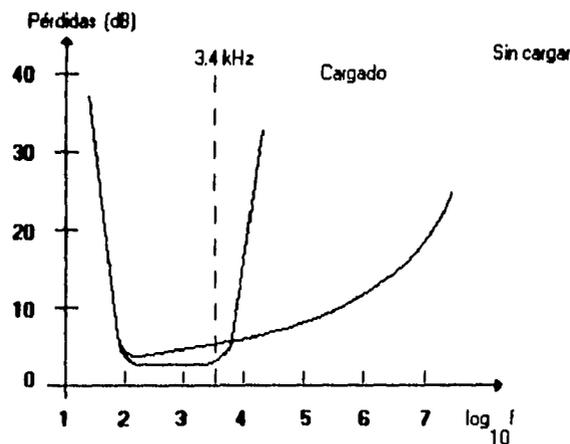


Fig.III.1.1 Pérdidas de un cable cargado y sin cargar

En los sistemas MCP reales, las bobinas de carga son sustituidas por repetidores regenerativos, los cuales aíslan cada sección de 2 Km de línea. Tal como lo muestra la figura III.1.2 el repetidor regenerativo, de hecho, origina una señal binaria libre de ruido al comienzo de cada sección.

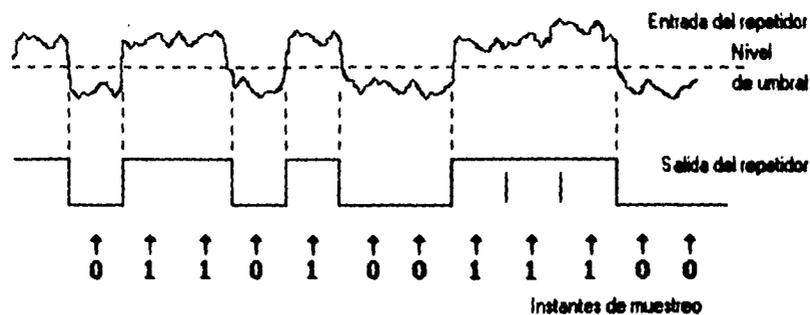


Fig.III.1.2 Regeneración de una señal MCP.

Si la entrada del repetidor está por encima del umbral en el instante de muestreo, el repetidor transmite un 1 binario a la sección siguiente, y si la entrada está por debajo del umbral se transmite un 0 binario. Si la RSR a la entrada de cada repetidor es adecuada, habrá pocos errores de decisión y la señal binaria será repetida libre de ruido. Esto representa una clara ventaja de las transmisiones digitales sobre las analógicas. En estas últimas, se necesitan amplificadores a ciertos intervalos para compensar la atenuación de la señal; pero amplificarán tanto la señal como el ruido. Por otra parte, la ausencia de un camino para la corriente continua representa un serio problema para las señales MCP; su efecto en una larga serie de unos binarios es producir una disminución gradual de nivel de la señal hasta caer por debajo del umbral de decisión, lo que originará, por supuesto errores de decisión, efecto ilustrado en la fig III.1.3.

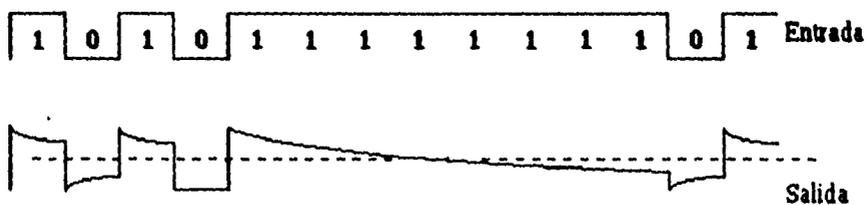


Fig. III.1.3 Distorsión de la señal originada por la atenuación en baja frecuencia

La solución es eliminar la componente continua de la señal MCP. La primera etapa del proceso es convertir los pulsos sin retorno a cero en todo su intervalo (NRZ) a pulsos con retorno a cero en la mitad de su intervalo (RZ). De hecho esto duplica el ancho de banda de la señal, pero es imprescindible a efectos de sincronización. En la onda RZ se suprime la componente continua invirtiendo alternativamente los unos binarios, proceso al que se denomina AMI (Alternate Mark Inversion). La señal original MCP, de dos niveles, se transmite como una señal de tres niveles con componente de continua igual a cero. El ancho de banda de una señal MCP se calcula a partir del proceso AMI. La fig III.1.4 ilustra el proceso de generación de la señal AMI.

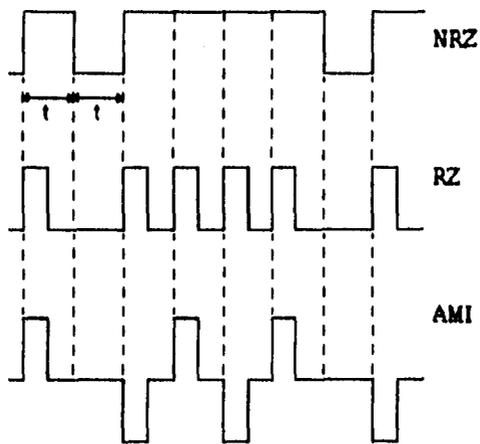


FIG. III.1.4 Acondicionamiento de la señal para suprimir la componente de continua.

ANCHO DE BANDA DE UNA SEÑAL MCP

La señal MCP estará formada por una secuencia aleatoria de ceros y unos . Esta señal aleatoria tendrá un ancho de banda máximo cuando el número de transiciones por unidad de tiempo también sea máximo. En el caso de los pulsos NRZ, esto corresponde a una secuencia alternada de unos y ceros. Sin embargo, una secuencia de unos binarios es la que originará un ancho de banda máximo en el caso de los pulsos tipo RZ y AMI. La fig III.1.5 muestra éstas señales y sus respectivos espectros de amplitudes.

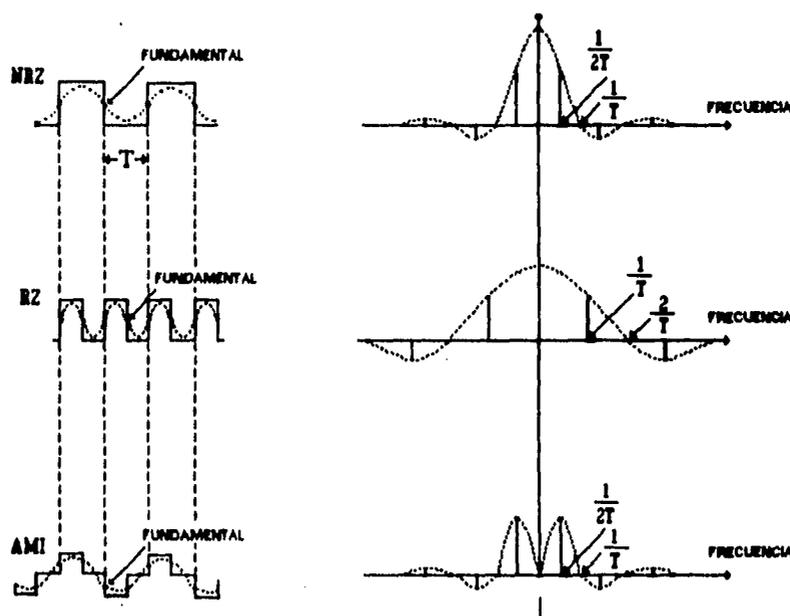


FIG. III.1.5 Ondas MCP y sus Espectros.

Esta figura sugiere que es posible reconstruir la señal de datos NRZ original a partir de una onda sinusoidal de frecuencia $1/2T$, de donde podemos deducir que el ancho de banda mínimo necesario para transmitir una señal de este tipo apenas supera los $1/2T$ Hz. El valor correspondiente para pulsos RZ es de $1/T$ Hz, mientras que para pulsos AMI vuelve a ser de $1/2T$ Hz.

Una vez determinados los anchos de banda antes mencionados, el siguiente paso es filtrar las señales digitales para obtener realmente tales anchos de banda; sin embargo, el filtrado deforma los pulsos haciéndolos más anchos como se ve en la figura III.1.6.

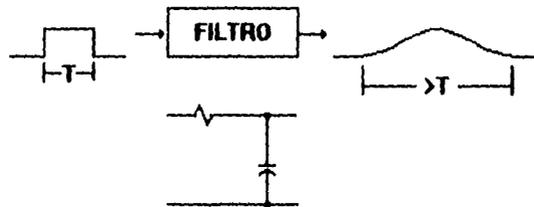


FIG. III.1.6 Distorsión que sufre un pulso al pasar por un filtro

Lo anterior significa que aumentarán las probabilidades de que se produzcan errores de decisión. Para lograr el ancho de banda necesario para la transmisión MCP (o cualquier otra mediante pulsos) es más conveniente considerar el problema de minimizar la interferencia entre pulsos adyacentes, la cual se conoce como IIS. Se puede demostrar que la respuesta impulsiva de un filtro paso bajo ideal es una función sinc con cruces por cero a intervalos de $n/(2fc)$ segundos, donde fc es la frecuencia de corte del filtro, entonces, si logramos que la línea telefónica se comporte como un filtro ideal y convertimos los pulsos binarios en impulsos, cada uno de tales impulsos llegará al receptor como una función Sinc de la forma mostrada en la fig. III.1.6a.

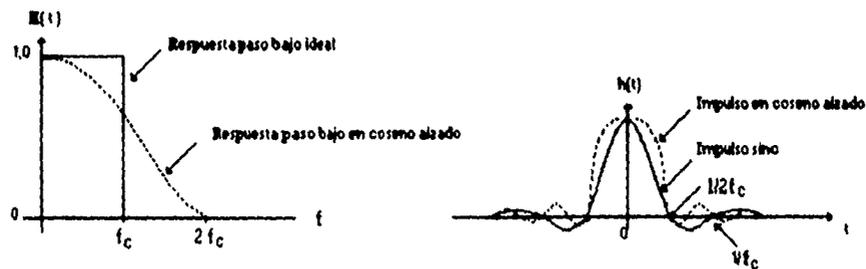


FIG. III.1.6 a Respuesta en frecuencia e impulsiva de redes ideal y en coseno alzado.

Si cada pulso de entrada está separado de su vecino por un intervalo de $1/2f_c$ segundos, el pico de cualquier pulso de salida se producirá en el instante de los cruces por cero de todos los demás pulsos. Por lo tanto, en teoría es posible reproducir la señal de entrada, sin interferencias entre símbolos, muestreando cada pulso de salida en su pico. Hay dos dificultades de tipo práctico: no es posible conseguir una respuesta ideal; e incluso, aún cuando esto fuera posible, se necesitaría una sincronización muy precisa entre la entrada y la salida de la línea. Se ha demostrado que cierto tipo de redes, que pueden aproximarse bastante bien en la práctica, tienen respuestas impulsivas con los mismos cruces por cero que la función sinc. Una de tales redes es la que presenta una función de transferencia en coseno alzado, es decir,

$$H(\omega) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left[\frac{\pi \omega}{2\omega_c} \right] \right) \quad \text{para } |\omega| \leq 2\omega_c \quad (\text{III.1.1})$$

La respuesta impulsiva de esta red viene dada por la transformada de Fourier de la ec. III.1.1 y es:

$$h(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \frac{\text{sen } \omega_c t}{\omega_c t} \frac{\cos \omega_c t}{1 - (2\omega_c t/\pi)^2} \quad (\text{III.1.2})$$

La ecuación (III.1.2) se ha obtenido suponiendo que $H(\omega)$ tiene una característica lineal de fase $\Phi(\omega) = \exp(-j\omega t_0)$. La constante t_0 es de hecho el retardo de grupo del filtro, y se ha supuesto arbitrariamente cero en la ecuación (III.1.2).

La figura III.1.6a ilustra las ecs. (III.1.1) y (III.1.2). En realidad, la respuesta impulsiva tendrá su pico en $t=t_0$; así cada sección de la línea tiene una respuesta en coseno alzado, y es posible transmitir pulsos a intervalos iguales a $1/(2f_c)$ sin IIS. El ancho de banda de la respuesta en coseno alzado es, por supuesto, el doble del correspondiente al ancho de banda ideal, volveremos sobre éste aspecto más adelante.

La recomendación más reciente del CCITT, para la transmisión MDT con codificación MCP, especifica una velocidad de transmisión de la señal igual a 2.048 Mbits/segundo. El ancho de banda, de una línea con función de transferencia en coseno alzado, necesario para el formato AMI es pues 2.048 MHz. El primer paso para conseguir ésta respuesta es equilibrar (igualar) cada sección de la línea para que tenga una respuesta plana hasta una frecuencia de 2.048 MHz. Esto es posible si cada sección se termina con un amplificador que tenga una ganancia característica, en el intervalo que va de 0 Hz a 2 MHz, igual a la atenuación característica de cada línea. A la línea equilibrada se le coloca en cascada un filtro en coseno alzado que origina una respuesta aproximada en coseno alzado hasta la frecuencia deseada. Para equilibrar la línea se necesita una ganancia de amplificación de unos 40 dB a 2.048 MHz.

SINCRONIZACION DE ENLACES MCP

Cualquier enlace MCP estará constituido por muchas secciones, cada una de ellas terminada en un repetidor regenerativo. En tal sistema es esencial que cada repetidor funcione a la misma frecuencia (es decir, velocidad de transmisión de dígitos), ya que no hay dispositivos para el almacenamiento de datos. Hay dos posibilidades: una es sincronizando todos los repetidores mediante una señal específica enviada desde uno de los extremos de la línea, y la otra es obtener la información de sincronización a partir de la propia señal MCP. Esta última estrategia es la que se adopta, ya que hace un uso más eficaz de la línea. Así pues, considerando la segunda opción, en el espectro de la señal AMI de la fig. III.1.5, advertimos que no hay componente en la frecuencia $1/T$. Con el propósito de crear esa componente, se rectifica la señal AMI en onda completa para dar lugar al espectro RZ de la fig. III.1.5. Entonces puede extraerse la componente en $1/T$, generalmente mediante un PLL, que puede utilizarse como señal de reloj para el repetidor (obsérvese que no hay componente en $1/T$ en el espectro de la señal NRZ).

En general, se puede decir que para extraer la sincronía de la señal binaria el espectro de esta debe contener una componente de frecuencia $1/T$ y si no la contiene, hay que modificar la forma de la onda para que se modifique su espectro y aparezca la mencionada componente.

En la transmisión de señales de voz mediante la modulación MCP surge un problema de índole práctica: En todas las conversaciones hay pausas grandes que dan lugar a largas secuencias de ceros binarios en la señal digital. Durante esas pausas no está presente la señal de sincronización. Para superar esta dificultad se usa un proceso conocido como inversión alternada de dígitos (que no debe confundirse con la AMI). Esto significa que una serie de ceros binarios se codifica como una secuencia del tipo 010101, etc. La señal codificada se convierte entonces al formato AMI para su transmisión. La sincronización del repetidor se mantiene así durante las pausas del diálogo. Sin embargo, la inversión alternada de dígitos tiene un efecto colateral no deseado. Si el codificador MCP produce una salida 0101, etc., ésta se convertirá en 111111, o bien 00000. Este tipo de secuencias, por supuesto, ocurren muy raramente, y desde luego con mucha menos frecuencia que las pausas. Además de la sincronización del repetidor es necesario sincronizar también los multiplexores. La norma actual de CCITT para la transmisión MDT, con codificación MCP especifica 32 canales con dos canales reservados para señalización y sincronismo. La frecuencia de muestreo por canal es de 8×10^3 bits /segundo y la longitud de palabra es de 8 bits.

La velocidad de transmisión de pulsos de este sistema será entonces

$$32 \times 8 \times 10^3 \times 8 = 2,048 \text{ Mbits/segundo}$$

Los canales están numerados del 0 al 31, denominándose "trama" a la secuencia compuesta por todos estos canales. La sincronización de la trama se lleva a cabo transmitiendo una palabra código dada en el canal cero en tramas alternadas. Los circuitos del receptor buscan este código y su ausencia en tramas alternadas, y obtienen de ello una señal de sincronismo para el demultiplexor. De esta forma, cada palabra de 8 bits recibida es encaminada hacia su destino correcto.

III.2. REPETIDOR REGENERATIVO

Un repetidor regenerativo lleva a cabo el proceso de reconocimiento y reconstrucción de una señal digital recibida para que la amplitud y forma de onda de los pulsos sean restauradas lo más cerca posible al valor original transmitido. Las funciones del regenerador incluyen ecualización, recuperación de reloj, muestreo de la forma de onda, asignación de niveles de comparación, reconstrucción de pulsos, filtrado, y amplificación.

La fig.III.2.1 muestra un diagrama a bloques de un repetidor regenerativo.

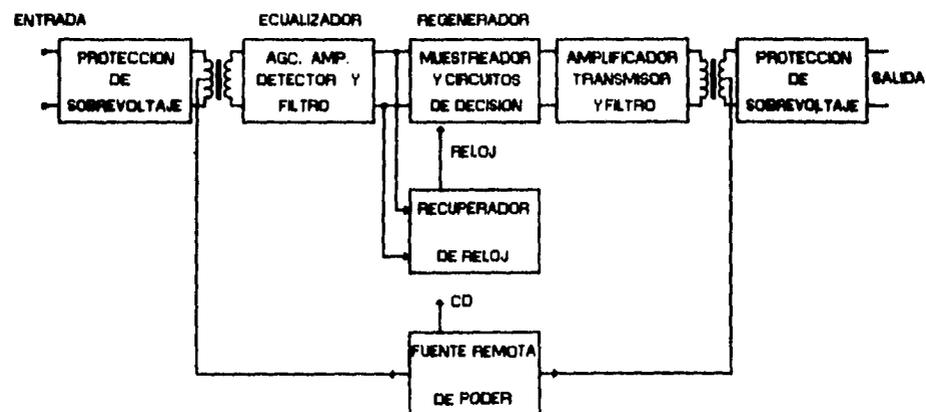


FIG.III.2.1 Diagrama de bloques de un repetidor regenerativo.

La fig. III.2.2 muestra unas formas de onda típicas. Las formas de onda $V_A(t)$, $V_B(t)$, y $V_C(t)$ son comúnmente obtenidas de los puntos A, B, y C del regenerador de la fig. III.2.1

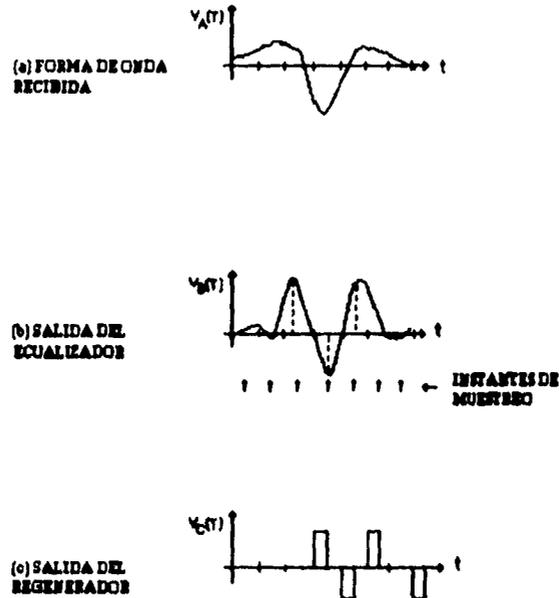


FIG. III.2.2 Forma de onda típica de un regenerador.

Frecuentemente los repetidores regenerativos son construidos en carcazas para ubicación subterránea; por lo tanto tienen que ser sistemas diseñados con microcircuitos que requieran un mínimo de ajustes manuales. Para el regenerador de la fig. III.2.1 el circuito para el ecualizador podría consistir de un chip VLSI, y el circuito de regeneración incluye un recuperador de reloj (pero no un circuito sintonizado) que está alojado en otro chip VLSI.

EXTRACCION DE TEMPORIZACION

La señal digital recibida necesita ser muestreada en instantes precisos. Esto requiere de una señal de reloj en el receptor sincronizada con la señal de reloj en el transmisor (sincronización de símbolo o de bit). Existen tres métodos generales de sincronización:

1. Derivación de un estándar primario o secundario (p. ej. el transmisor y el receptor encadenados a una fuente maestra de temporización).
2. Transmisión de una señal de sincronización independiente (reloj piloto).
3. Autosincronización, donde la información de temporización se extrae de la misma señal recibida.

El primer método es adecuado para grandes volúmenes de datos y para sistemas de comunicación de alta velocidad por su alto costo. En el segundo método, parte de la capacidad del canal se usa para transmitir información de temporización o sincronización y es adecuado cuando la capacidad disponible es grande en comparación con el índice de datos. El tercer método es muy eficiente para la extracción de temporización o recuperación de reloj, ya que la temporización se deriva de la misma señal digital.

Se puede demostrar que una señal digital, tal como una señal RZ unipolar (fig. III.2.3a), contiene una componente discreta de la misma frecuencia de reloj. Esto también se puede ver en el hecho de que tal forma de onda se puede expresar como una suma de dos ondas:

1. Una componente aleatoria (fig. III.2.3b), y
2. Una componente periódica (fig. III.2.3c) con la misma frecuencia fundamental del reloj.

En consecuencia, cuando la señalización binaria RZ-Unipolar se aplica a un circuito resonante sintonizado a la frecuencia de reloj, la señal de salida será la señal de reloj que se desea.

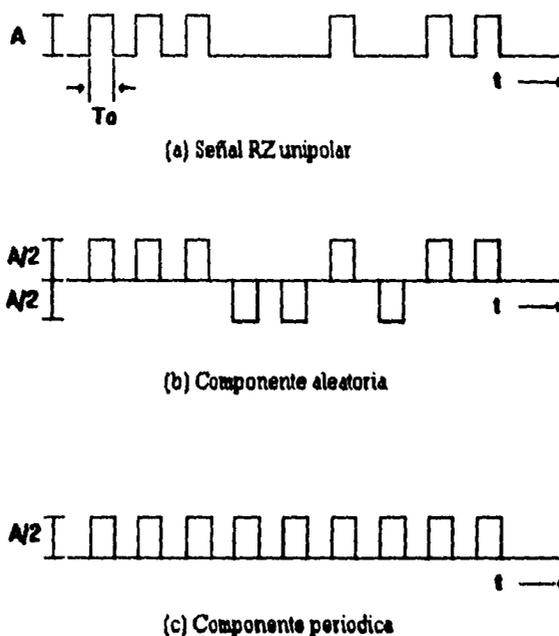


Fig III.2.3. La señal de encendido apagado y sus componentes.

No todas las señales binarias contienen una componente discreta de la frecuencia de reloj. Por ejemplo, una señal bipolar no posee componente discreta de ninguna frecuencia. En estos casos, la cronización se puede extraer utilizando una operación no lineal. En el caso bipolar, por ejemplo, una simple rectificación convierte a una señal bipolar en una señal RZ-Unipolar, la cual rápidamente se puede usar para extraer la temporización.

Existen varias formas de que sea posible la sincronización simbólica, considerando las siguientes posibilidades:

1. Por medio de un diferenciador, un oscilador controlado podría ser sincronizado para súbitas transiciones en la señal recibida. El diferenciador podría proporcionar un pulso a cada transición aguda en la amplitud entre los niveles 1, 0 y -1. El oscilador (reloj) podría ajustarse inicialmente para oscilar aproximadamente a la misma frecuencia de la señal recibida y sincronizarse con los pulsos de salida del diferenciador.
2. Si el espectro de la señal tiene una componente de reloj, un filtro de banda angosta o un PLL de banda angosta podría ser usado para extraer dicha componente de la señal binaria. Un PLL podría ser usado para regenerar el reloj en sincronismo con la forma de onda de la señal recibida.

Las técnicas de procesamiento lineales antes mencionadas podrían no desempeñarse correctamente en algunos tipos de transmisión de señales en banda base. La primera técnica se basa en las transiciones agudas contenidas en la forma de onda recibida entre los niveles de señalamiento. Examinando la forma de onda $V_B(t)$ en la fig. III.2.2 claramente se ve que la forma de onda ecualizada no contiene éstas transiciones. La segunda técnica puede ser usada cuando el espectro de la señal recibida contiene una fuerte componente de la frecuencia del reloj lo cual no siempre es posible. Por ejemplo, la codificación AMI y HDB3 presenta formas de onda que no tienen frecuencia de reloj. En éste caso, las técnicas lineales de extracción de reloj no pueden ser usadas.

En la práctica, sin embargo, el circuito de extracción de reloj en un regenerador usualmente contiene una subunidad de procesamiento no lineal. Existen dos posibilidades:

1. Un detector de cruce por cero (comparador) podría ser usado para iniciar la temporización de pulsos usados para controlar la frecuencia de un oscilador controlado por voltaje (VCO). Tal como lo muestra el esquema de la figura III.2.4. Siempre que la forma de onda recibida pase por cero con una pendiente positiva, el comparador y el disparador de un tiro generan un

pulso de duración aproximadamente igual a $\tau/2$, que es, un medio del intervalo del bit. El detector de fase compara la temporización de este pulso con la onda cuadrada a la salida del VCO. La salida del detector de fase es un voltaje DC proporcional a la diferencia de fase. Esta es usada para controlar la frecuencia del VCO. Si la señal obtenida esta fuera de fase, el voltaje de control del VCO derivado del comparador de fase trata de corregir la frecuencia del VCO. Este circuito falla cuando la señal binaria tiene trenes largos de unos o ceros.

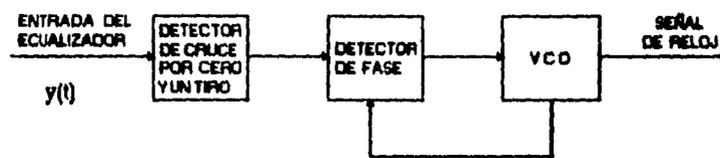


FIG. III.2.4 Recuperador de Reloj utilizando un detector de cruce por cero.

- Un rectificador de onda completa y un detector de cruce por cero pueden ser usados si la señal digital es AMI o HDB3 o alguna similar (bipolar). Este proceso convierte la señal de entrada a la forma RZ unipolar, que como ya se explicó anteriormente, contiene una componente espectral de la frecuencia de reloj. Por lo tanto, basta con filtrarla y darle la forma de pulsos cuadrados ya que la salida del filtro mencionado es senoidal. Esto se ilustra en la figura III.2.5.

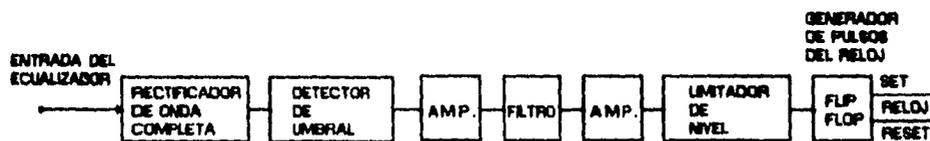


FIG. III.2.5 Recuperación del bit de sincronización.

Siempre se presentarán pequeñas desviaciones aleatorias de los pulsos entrantes de su posición ideal (que se conocen como variaciones de temporización), aún en los sistemas más especializados. Aunque la fuente emita pulsos en los instantes correctos, las operaciones subsecuentes durante la transmisión (p. ej., en los repetidores) tenderán a desviar los pulsos de sus posiciones originales. El Q del circuito sintonizado que se utiliza para la extracción de temporización debe ser suficientemente grande para que proporcione una supresión adecuada de la variación de temporización, y suficientemente pequeño para satisfacer los requerimientos de estabilidad. Durante los intervalos en que no hay pulsos a la entrada, la oscilación continúa debido al efecto de volante del circuito de alto Q; más la salida del oscilador aún es sensible al patrón del pulso; por ejemplo, durante una larga cadena de unos, la amplitud de la salida aumentará, mientras que durante una larga cadena de ceros, disminuirá. Esto introduce variación adicional en la señal de temporización extraída. En la figura III.2.6 aparecen completos el extractor de temporización y el generador de pulsos de tiempo para un caso bipolar. La salida senoidal del oscilador se hace pasar a través de un defasador que ajustará la fase de la señal de temporización de manera que los pulsos de temporización ocurran a la máxima abertura de ojo. Este método se utiliza para recuperar el reloj en cada uno de los regeneradores de un sistema MCP. La variación de temporización introducida por regeneradores sucesivos se suma y después de cierto número de regeneradores será necesario usar un regenerador con un sistema de recuperación de reloj más refinado.

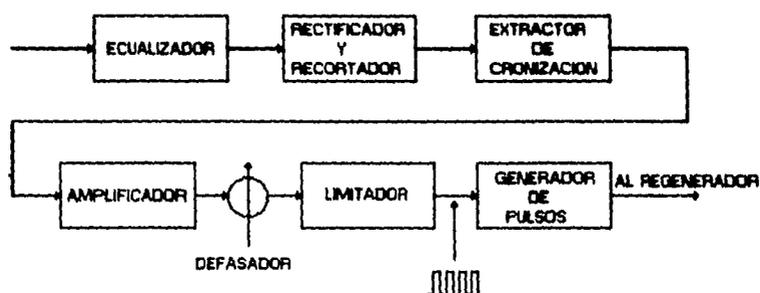


FIG. III.2.6 Extracción de temporización (cronización).

VARIACION DE TEMPORIZACION

Las variaciones en las posiciones de los pulsos o en los instantes de muestreo causan variación de temporización. Esto tiene varias causas, algunas de las cuales son independientes del patrón de pulsos que se transmite, mientras que otras no lo son. Las primeras son acumulativas a lo largo de la cadena de repetidores regenerativos, ya que todos los repetidores son afectados en la misma forma, mientras que los otros modos de variación son aleatorios entre regenerador y regenerador y por lo tanto tienden a cancelar parcialmente sus efectos mutuos en un enlace de largo recorrido. Las formas de variación aleatorias son causadas por el ruido, la interferencia y la mala sintonización de los circuitos de reloj. La variación dependiente del patrón resulta de la mala sintonización del reloj, de la conversión de amplitud a fase en el circuito de reloj, y de la JIS, que altera la posición de los picos de la señal de entrada de acuerdo al patrón. El valor rms de la variación de una larga cadena de N repetidores se puede demostrar que aumenta según \sqrt{N} .

La acumulación de variación a través de un enlace digital puede reducirse amortiguando el enlace con un almacenamiento elástico y cronizando la corriente de dígitos bajo el control de un circuito de sincronización de fase altamente estable. La reducción de variación es necesaria cada 300 Km, aproximadamente, en un largo enlace digital para mantener la variación máxima dentro de límites razonables.

PROBABILIDAD DE ERROR DE DETECCION

La señal recibida en el detector consta del tren de pulsos de información más un ruido. Esto puede dar lugar a errores en la detección de los pulsos. Consideremos, por ejemplo, el caso de la transmisión polar usando un pulso básico $p(t)$ fig. III.2.7a. Este pulso tiene una amplitud de pico A_p . Un típico tren de pulsos recibidos aparece en la fig III.2.7b. Los pulsos se muestrean en sus valores de pico. Si no existiera ruido, la muestra del pulso positivo (que corresponde a 1) sería A_p y la del pulso negativo (correspondiente a 0) sería $-A_p$. Debido al ruido estas muestras serían $\pm A_p + n$ donde n es la amplitud del ruido aleatorio fig. III.2.7b. Por la simetría de la situación, el umbral de detección es cero, o sea, si el valor de la muestra de un pulso es positivo, el dígito se detecta como 1; si el valor es negativo, el dígito se detecta como 0.

La decisión de si se transmite un 1 o un 0 podría tomarse rápidamente de la muestra del pulso, excepto que n es aleatoria, lo que significa que su valor exacto es impredecible. Puede tener un valor grande o pequeño y puede ser tanto negativo como positivo. Es posible que se transmita un 1, pero en el instante de muestreo el ruido puede tener un valor negativo grande. Esto hará al valor de muestra A_p+n pequeño o incluso negativo. Por otra parte si se transmite un 0 y n tiene un valor positivo grande en el instante de muestreo, el valor de muestra $-A_p+n$ puede ser positivo y el dígito se detectará erróneamente como 1. Esto se muestra claramente en la fig III.2.7b.

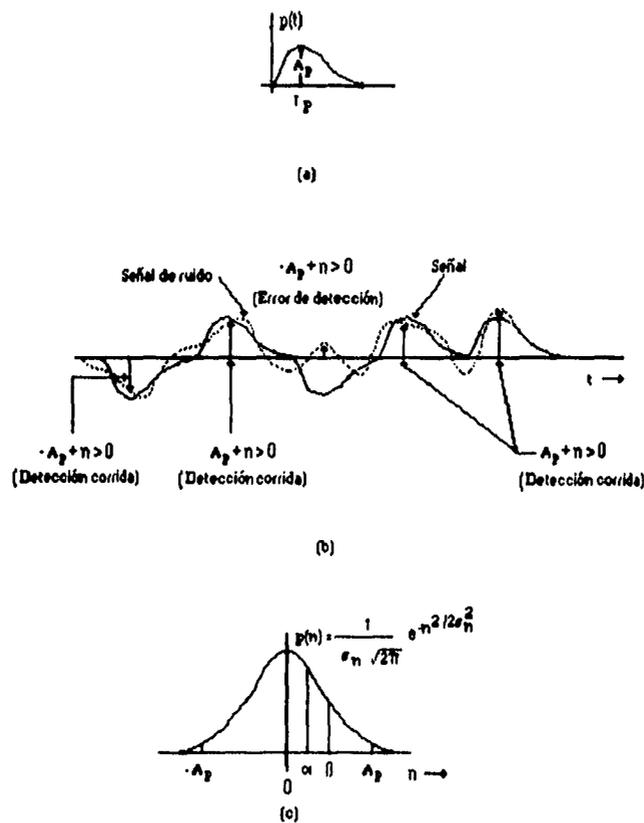


FIG. III.2.7 Probabilidad de error en detección de umbral

La amplitud n del ruido conocido como gaussiano varía entre $-\infty$ e ∞ aunque la verosimilitud (o probabilidad) de que n tome valores muy grandes disminuirá rápidamente según $e^{-n^2/2\sigma_n^2}$, donde σ_n es el valor rms del ruido. Ocasionalmente n puede tomar valores grandes positivos o negativos dando lugar a errores en la detección, como se discutió anteriormente. Cuando se transmite un 0, el valor de muestra del pulso recibido es $-A_p + n$. Si $n > A_p$, el valor de muestra es positivo y el dígito será detectado en forma errónea como 1.

El problema ahora es encontrar la probabilidad de que el receptor se equivoque al reconocer un bit. Tal problema lo resolveremos con la siguiente fórmula:

$$P_{TE} = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1} \quad (\text{III.2.1})$$

en la que P_{TE} = Probabilidad total de error.
 P_0 = Probabilidad de que se transmita un cero.
 P_1 = Probabilidad de que se transmita un uno.
 P_{e0} = Probabilidad de que el receptor se equivoque al reconocer un cero.
 P_{e1} = Probabilidad de que el receptor se equivoque al reconocer un uno.

En caso de no contar con estadísticas fidedignas, se puede considerar que:

$$P_0 = P_1 = 0.5$$

o sea que se transmiten tantos ceros como unos.

P_{e0} es la probabilidad de que el ruido rebase el nivel de umbral cuando se está transmitiendo un cero y en el momento de tomar la muestra, como se ve en la Fig. III.2.8.

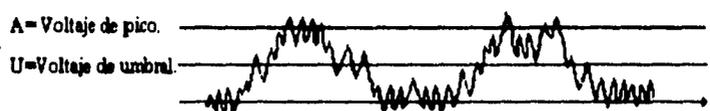


FIG. III.2.8 Señal con ruido.

P_{e1} es la probabilidad de que un ruido negativo ocurra cuando se está recibiendo un uno y cuando se tome la muestra ese ruido haga bajar el voltaje mas abajo del umbral.

P_{e0} y P_{e1} se calculan con la integral de la campana de Gauss; esto es :

$$P_{e0} = \int_U^{\infty} p(x) dx = \int_U^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2} dx \quad (III.2.2a)$$

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{-(A-U)} p(x) dx = \int_{-\infty}^{-(a-U)} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2} dx \quad (III.2.2b)$$

Esto se ve en la Fig. III.2.9.

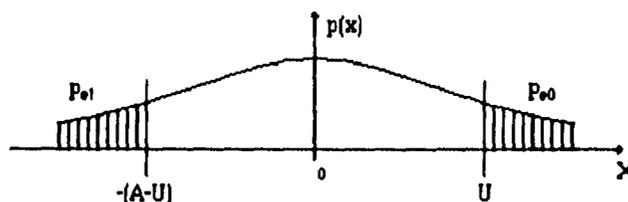


FIG. III.2.9 Gráfica de la Campana de Gauss.

En sistemas comerciales, se suele ajustar el umbral a la mitad de la altura de los pulsos recibidos; esto es, $U = A/2$, de manera que por la simetría de la campana de Gauss :

$$-(A-U) = -(A - A/2) = -A/2 \quad (III.2.3)$$

entonces:

$$P_{e0} = \int_{A/2}^{\infty} p(x) dx \quad (III.2.4a)$$

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{-A/2} p(x) dx = \int_{A/2}^{\infty} p(x) dx \quad (III.2.4b)$$

o sea que $P_{e0} = P_{e1}$ si $U = A/2$

finalmente si también se cumple que: $P_0 = P_1 = 0.5$

$$P_{TE} = 0.5P_{e0} + 0.5P_{e1} = 0.5P_{e0} + 0.5P_{e0} = P_{e0} \quad (III.2.5)$$

$$P_{TE} = \int_U^{\infty} p(x) dx = \text{erfc}(u) \quad \text{que se puede obtener de tablas.}$$

EL DIAGRAMA DE OJO

La IIS se puede estudiar convenientemente en un osciloscopio a través de lo que se conoce como diagrama de ojo. Se envía una sucesión de pulsos (aleatoriamente) a través del canal; la salida del canal se aplica a la entrada vertical del osciloscopio. La base de tiempo del osciloscopio se dispara a la misma frecuencia que la de los pulsos entrantes, y se produce un barrido que dura exactamente T_0 , el intervalo de un pulso. El osciloscopio muestra la superposición de algunos trazos que no es más que la señal de entrada (entrada vertical) cortada cada T_0 segundos y luego es superpuesta (fig III.2.10). Al patrón del osciloscopio así formado alguien le vió forma de un ojo y le puso ese nombre y así se le ha quedado.

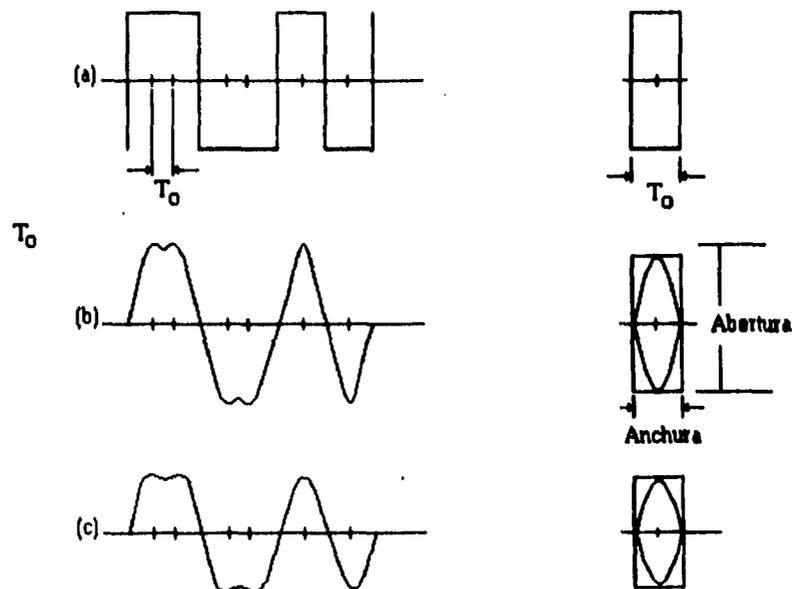


FIG. III.2.10 El diagrama de ojo.

Como un ejemplo, consideremos la transmisión de una señal binaria mediante pulsos rectangulares polares. Si el canal es ideal con ancho de banda infinito, los pulsos se recibirán sin distorsión. Cuando ésta señal se corta, cada intervalo de pulso o cada segmento será un pulso rectangular positivo o negativo. Cuando aquellos se superponen, el diagrama de ojo que resulte será como lo muestra la fig. III.2.10a. Si el canal no se encuentra libre de distorsión, o tiene un ancho de banda finito, o ambas cosas, los pulsos recibidos no serán ya rectangulares sino aparecerán redondeados y dispersos. Si el ecualizador se ajusta en forma apropiada para eliminar la IIS en los instantes de muestreo de los pulsos, el diagrama de ojo resultante será redondo fig III.2.10b, pero tendrá aún abertura completa en el punto medio del ojo. Este se debe a que el punto medio del ojo representa el instante de muestreo de cada pulso, donde la amplitud del pulso es máxima; también, en este punto no hay interferencia de otros pulsos (ya que la IIS es cero). Si la IIS no es cero, los valores de los pulsos en sus respectivos instantes de muestreo se desviarán de los valores de escala total debido a una cierta cantidad que varía en cada trazo; esto hace borrosa la imagen y se cierra parcialmente el ojo en el punto medio, como se muestra en la Fig. III.2.10c.

En presencia de ruido de canal, el ojo tenderá a cerrarse en todos los casos. Un ruido menor ocasionará proporcionalmente menor cierre. El umbral de decisión en el cual se transmite un símbolo (1 o 0) es el punto medio del ojo. Nótese que para un IIS cero, el sistema puede tolerar ruido hasta la mitad de la abertura del ojo en su punto medio.

Ya que la IIS reduce la abertura del ojo, claramente reducirá la tolerancia al ruido. El diagrama de ojo también se utiliza para determinar los ajustes óptimos de las derivaciones del ecualizador. Estas derivaciones se ajustan para obtener la máxima abertura del ojo. El diagrama de ojo es útil para decidir el instante de muestreo óptimo o de toma de decisiones (instante en que la abertura del ojo es máxima), así como la cantidad de ruido que se puede tolerar. La anchura del ojo indica el intervalo de tiempo en que se puede tomar la decisión. Si el instante de toma de decisión se desvía del instante en que el ojo presenta su mayor abertura, se reduce el margen de tolerancia al ruido. Esto da lugar a una probabilidad de error más alta en la detección de los pulsos.

CIRCUITOS DE MUESTREO Y DECISION

El circuito de muestreo opera como una especie de ventana que se abre un instante cada $1/T_b$ segundos para permitir que una muestra de la señal binaria distorsionada y contaminada pueda pasar al circuito de decisión.

El instante en el que se abre la ventana debe ser cuando la amplitud de la señal binaria recibida sea óptima (máxima para el "1" y mínima para el "0"), para que el circuito de decisión tenga la menor incertidumbre para determinar el valor lógico correcto.

La mayoría de los códigos consisten de símbolos ternarios, esto es, un valor recibido que se ha muestreado puede representar uno de tres valores de decisión, $+V$, 0 , y $-V$. Por lo tanto, los circuitos de decisión del regenerador deben comparar cada muestra contra dos valores de umbral de voltaje para decidir qué bit se mandó.

La figura III.2.11a muestra en diagrama de bloques la forma típica de un sistema de decisión para pulsos ternarios. La figura III.2.11b muestra las formas de onda y los valores de voltaje de decisión involucrados.

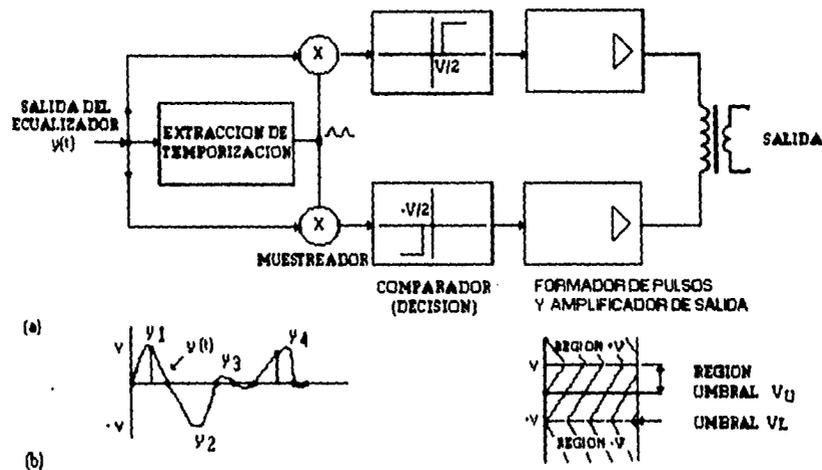


FIG. III.2.11 Muestreo, Circuitos de decisión y formas de onda

La señal ecualizada $y(t)$ es enviada a los muestreadores. En la figura III.2.11 el proceso de muestreo es llevado a cabo por multiplicación de $y(t)$ con un tren de angostos pulsos de reloj de amplitud unitaria. Las muestras resultantes pasan a los comparadores (slicers) con voltajes de umbral fijados en V_U y V_L , respectivamente. Típicamente, estos valores de umbral serán fijados aproximadamente a $V/2$ y $-V/2$ donde V significa el valor de los picos de los pulsos en $y(t)$. Si un valor muestreado dado excede a V_U , entonces la salida del comparador de voltaje causa que la salida de los amplificadores generen una corriente de pulso en una dirección dada a través del primario del transformador de acoplamiento. En la otra manera, si el valor de la muestra recibida es menor que V_L , se genera una corriente de pulso en la dirección opuesta a través del transformador de acoplamiento. Si la muestra esta entre los dos niveles de umbral (indicando un nivel 0) entonces no existe corriente que fluya en el transformador.

En muchos sistemas repetidores MCP, las posiciones relativas de los muestreadores y los comparadores están al contrario. Esto es, la separación se hace antes del muestreo. No es difícil ver que el cambio de posiciones no tiene efectos significativos en el principio de operación del sistema. En este caso, las entradas a los filtros y las salidas de los amplificadores serán en forma de pulsos angostos.

En la práctica el diseño de los circuitos de decisión debe tomar en cuenta posibles imperfecciones en los comparadores tales como:

1. Efectos de incertidumbre en los umbrales. Esto puede resultar de pendientes finitas en las características del comparador y puede reducir el margen de operación del sistema.
2. Efectos de histéresis. El efecto de la histéresis no es obvio en el funcionamiento de un regenerador. El efecto de la histéresis puede ser ventajoso, ya que reduce la sensibilidad del regenerador al ruido y mejora el BER.

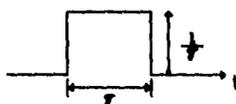
ECUALIZACION

Elementos vitales para el funcionamiento del regenerador son el amplificador de entrada y el ecualizador, requeridos para amplificar y modificar los pulsos de entrada distorsionados de manera que el circuito de decisión pueda escoger la secuencia de símbolos correcta con mínima probabilidad de error.

El amplificador del control automático de ganancia (AGC) compensa las variaciones aleatorias en la atenuación de la línea, lo cual permite mantener los valores de pico positivos o negativos a la salida del ecualizador dentro de valores predeterminados. Estos valores deben ser compatibles con los umbrales del comparador en el circuito de decisión.

El circuito del ecualizador idealmente debe asegurar que a la entrada del circuito de decisión lleguen pulsos con nula interferencia intersimbólica (IIS). Además el ecualizador reduce los efectos de ruido y la interferencia en la línea de transmisión. En resumen el ecualizador actúa como un filtro de características muy especiales.

Para evitar la IIS, se transmite un pulso rectangular $f(t)$



$$\text{De modo que: } \mathcal{F}(f(t)) = \mathcal{F}\left(\frac{1}{\tau}\right)G(t) = \text{sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

En el receptor deseamos un pulso con nulos cada τ seg o sea que si: $\tau = \frac{\pi}{\omega_c}$ el espectro de los pulsos se muestra en la fig. III.2.12.

Cuya ecuación es:

$$r(t) = \frac{\pi}{\omega_c} \frac{\text{sen}\omega_c t}{\omega_c t} \frac{\text{cos}\omega_c t}{1 - \left(\frac{2\omega_c t}{\pi}\right)^2} \quad (\text{III.2.6})$$

correspondiente a una función coseno elevado en el dominio de la frecuencia:

$$R(\omega) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi\omega}{2\omega_c} \right) G_{4\omega_c}(\omega) \quad (\text{III.2.7})$$

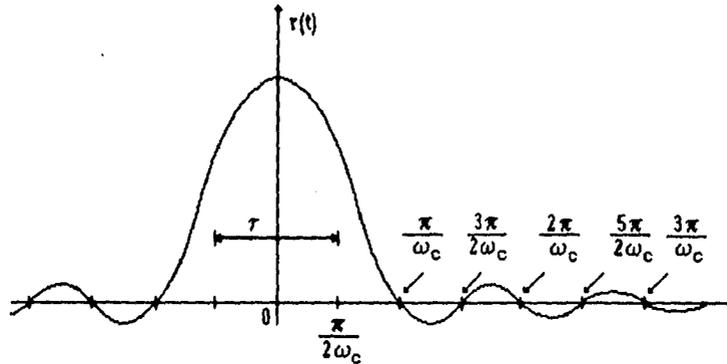


FIG. III.2.12 Espectro de la función coseno elevado.

Obsérvese que $r(t)$ cumple con la condición de tener nulos en múltiplos de $\frac{\pi}{\omega_c}$ y también los tiene en puntos intermedios. Conociendo las señales de entrada y de salida, podemos calcular la función de Transferencia del canal de transmisión:

$$H_T(\omega) = \frac{R(\omega)}{F(\omega)} = \frac{\frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi\omega}{2\omega_c} \right) G_{4\omega_c}(\omega)}{\text{sa} \frac{\omega\tau}{2}} \quad (\text{III.2.8})$$

La expresión anterior no parece tener una simplificación evidente, por lo que así como está la vamos a tabular y graficar, quedando la curva como en la fig. III.2.13a.

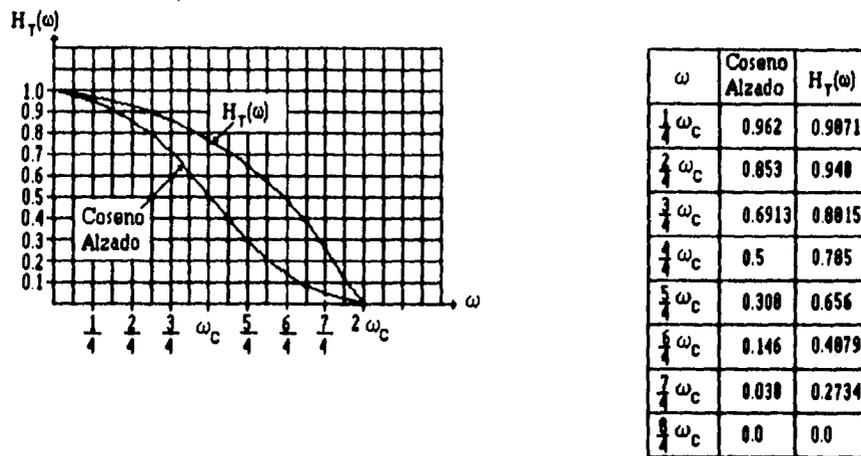


FIG III.2.13a Curvas de la Función de Transferencia del canal de Transmision $H_T(\omega)$ y Coseno Alzado.

En esta figura, se ha trazado también la curva del coseno elevado con propósitos de comparación.

Ahora bien, el canal de Transmisión es una línea de cobre con una respuesta a la frecuencia que se puede obtener en forma analítica o experimental y luce como en la fig. III.2.13b.

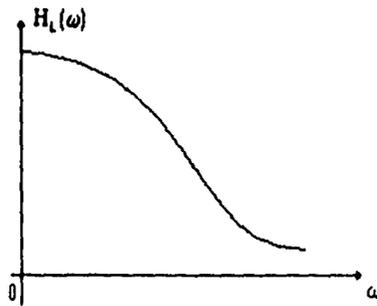


FIG. III.2.13b. Curva característica de un canal de transmisión.

Para hacer que la línea tenga una respuesta a la frecuencia como la graficada en la fig. III.2.13a, podemos conectarle un ecualizador en cascada, de forma que la ganancia deseada (fig. III.2.13a) sea el producto de la ganancia de la línea (fig. III.2.13b.) y la ganancia del ecualizador.

Esto es como en la fig. III.2.13c.

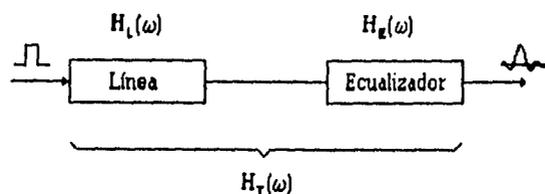


FIG.III.2.13c.

en la que: $H_T(\omega) = H_L(\omega)H_E(\omega)$ (III.2.9)

Por lo tanto, la respuesta a la frecuencia del ecualizador que deseábamos obtener, se define como:

$$H_E(\omega) = \frac{H_T(\omega)}{H_L(\omega)} \quad (III.2.10)$$

El problema ahora es construir un circuito que tenga la respuesta $H_E(\omega)$ y esto se puede resolver tomando en cuenta que se tienen dos posibles soluciones:

1. Ecualizador tipo filtro analógico. Se diseña una red tipo filtro cuya función de transferencia satisfaga la ec. III.2.10. Esto es, lo que se llama una aproximación en el dominio de la frecuencia.
2. Ecualizador transversal. Se diseña una línea de retardo con derivaciones para asegurar que la forma básica del pulso a la salida del ecualizador satisfaga la ecuación III.2.6. Esto es que el pulso tenga un máximo en el instante relativo $t=0$ y ceros en los instantes $t = \pm \frac{\pi}{\omega_c}, \pm \frac{3\pi}{2\omega_c}, \pm \frac{2\pi}{\omega_c}, \dots$. Lo cual se conoce como una aproximación en el dominio del tiempo.

Ecuador Transversal

Debido a su versatilidad y construcción relativamente simple, el filtro transversal es un diseño común de ecualizador. Además, el diseño del filtro transversal se presta a la compensación de canales en los que la dispersión en el tiempo de las señales binarias ocurre solo en un pequeño número de intervalos de símbolos. El ecualizador transversal consta de una línea de retraso derivada como se muestra en la fig. III.2.14. La línea de retraso se deriva a intervalos de T_0 segundos, siendo T_0 la duración de un bit. La salida de cada derivación está ponderada por un factor de ganancia variable a_n , y las salidas ponderadas se suman y muestrean para formar la salida. Por conveniencia, se supone que hay $(2N+1)$ derivaciones con las ponderaciones correspondientes $a_{-N}, \dots, a_0, \dots, a_N$, como se indica en la fig. III.2.14.

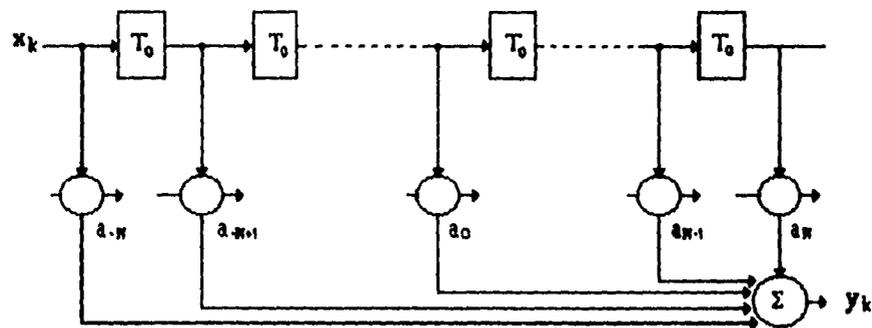


FIG. III.2.14 Diagrama a bloques de un ecualizador transversal.

El problema de minimizar la IIS se simplifica considerando solo las señales en los tiempos de muestreo correctos. Por tanto, la entrada al filtro transversal se representa con $x(kT) = x_k$ y la salida correspondiente por $y(kT) = y_k$. Para cero IIS se requiere que :

$$y_k = \begin{cases} 1 & \text{para } k=0 \\ 0 & \text{para cualquier otro caso} \end{cases} \quad (\text{III.2.11})$$

La salida y_k en términos de la entrada x_k y la ponderación de las derivaciones a_n se expresa como :

$$y_k = \sum_{n=-N}^N a_n x_{k-n} \quad (\text{III.2.12})$$

La ecuación III.2.12 da $2N+1$ ecuaciones independientes en términos de las a_n , que limitan a $2N+1$ grados de libertad, por lo que la ec. III.2.11 puede modificarse para dar :

$$y_k = \begin{cases} 1 & \text{para } k = 0 \\ 0 & \text{para } k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases} \quad (\text{III.2.13})$$

Por tanto, el ecualizador transversal puede forzar a que la salida llegue a cero en N puntos de muestra a cualquier lado del pico de salida deseado (que se ha normalizado a la unidad por conveniencia). Por esta razón se le llama ecualizador de forzado a cero. No hay garantía de que la salida sea cero a intervalos de T segundos más allá de $+N$, siendo $2N+1$ el número de derivaciones usadas. Sin embargo, puede demostrarse que este ecualizador es óptimo en el sentido de que minimiza el pico de la IIS.

Pueden combinarse las ecuaciones III.2.12 y III.2.13 para plantear las $2N+1$ ecuaciones que pueden resolverse para la ponderación de las derivaciones a_n .

El ajuste de las ponderaciones de las derivaciones del ecualizador transversal implica la solución de $2N+1$ ecuaciones simultáneas. Usando técnicas iterativas se han desarrollado sistemas para ajustar automáticamente las ponderaciones. Generalmente, estos ajustes pueden dividirse en dos categorías. El ecualizador de prefijado utiliza una secuencia especial de pulsos antes o durante las pausas en la transmisión de datos para determinar y ajustar las ponderaciones de las derivaciones. Por el contrario, las ponderaciones en el ecualizador adaptable se ajustan durante la transmisión de datos utilizando la propia señal de datos. Los sistemas híbridos utilizan ambos métodos.

Se estudian dos métodos de ajuste de ecualizadores. El primero se adapta mejor a ecualizadores de prefijado, mientras que el segundo se aplica tanto al de prefijado como al adaptable. En el primer método de ajuste el ecualizador de prefijado usa pulsos de prueba ampliamente separados para ajustar las ponderaciones de las derivaciones antes de la transmisión de datos. Un diagrama a bloques simplificado de un ecualizador de prefijado de tres derivaciones se muestra en la fig. III.2.15. Tras la recepción de un pulso de muestra se toma una decisión binaria en el separador de niveles en cada tiempo de muestreo, y los bits de decisión se cargan en un registro de corrimiento, uno por uno. El umbral en el separador de niveles es cero en todos los valores muestreados, excepto el pico que es detectado por un detector de picos y comparado con $+1$ (o cualquier nivel de referencia que se desee). Al final de cada pulso de prueba, el contenido binario del registro de corrimiento se usa como señal de corrección de las respectivas ponderaciones en el filtro transversal.

Como cada señal de error no es más que un valor binario (es decir, ± 1), cada ponderación de derivación se ajusta en un incremento fijo, $\pm \Delta$, en cada iteración. Este algoritmo iterativo "de tanteo" continúa, idealmente, hasta que todas las ponderaciones convergen hacia sus valores óptimos.

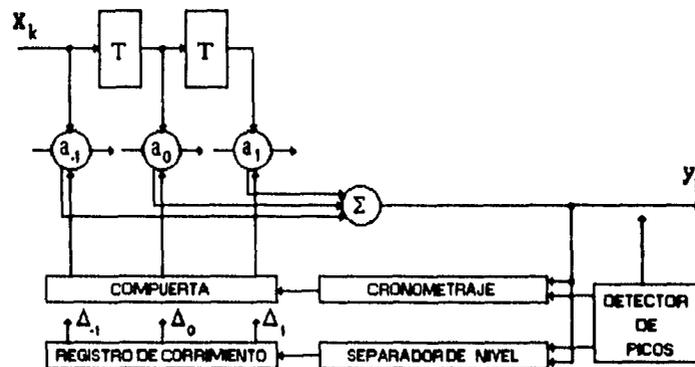


FIG. III. 2.15 Ecualizador Transversal de tres derivaciones de prefijado.

En el procedimiento de ajuste de incremento fijo, la precisión con la que se ajustan las ponderaciones es proporcional a Δ . Por otra parte, el tiempo de ajuste del ecualizador es inversamente proporcional a Δ , por lo que la magnitud del incremento debe elegirse juiciosamente. Los efectos del ruido aditivo pueden reducirse promediando las señales de error generadas sobre varios pulsos de prueba, aunque hacer ésto aumenta el tiempo de ajuste necesario para la convergencia dentro de ciertos límites de precisión. Los refinamientos para reducir el tiempo de ajuste requerido incluyen el uso de incrementos variables en el ajuste de las ponderaciones y el uso de una secuencia de pulsos de ruido pseudoaleatorio (PN) en vez de pulsos ampliamente separados en la etapa de tanteo. Una desventaja del ecualizador de prefijado es que una vez completado el periodo de tanteo, la estabilidad de las ponderaciones debe ser tal que puedan mantenerse dentro de los límites de precisión del sistema hasta que ocurre el siguiente periodo de tanteo.

El segundo método de ajuste de las ponderaciones en un ecualizador transversal requiere minimizar el error cuadrático medio entre la secuencia de salida y una secuencia conocida (o deseada). Recuérdese que en el ecualizador de forzado a cero, las ponderaciones de las derivaciones se ajustan para dar N ceros a cada lado del pico de la salida ecualizada. Por el contrario, este segundo método busca minimizar el error cuadrático medio en todas las derivaciones. En la práctica, los resultados de ambos métodos son muy similares cuando la distorsión del canal es relativamente pequeña. Sin embargo, dan algoritmos diferentes para la conformación de ecualizadores automáticos.

Para investigar un criterio de la minimización cuadrática media sea $c_k = c(kT)$ una secuencia de pulsos dada y $y_k = y(kT)$ la salida de un filtro transversal. Definiendo un error $e(kT)$ como la diferencia entre estos dos, se tiene :

$$e(kT) = y(kT) - c(kT) \quad (\text{III.2.14})$$

El error cuadrático medio para K muestras es:

$$\overline{e^2} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [y(kT) - c(kT)]^2 \quad (\text{III.2.15})$$

Una condición necesaria para una ponderación dada a_n cuando se lleva a su ajuste óptimo es:

$$\overline{\frac{\partial e^2}{\partial a_n}} = 0 \quad (\text{III.2.16})$$

Utilizando la ec.III.2.15 en la III.2.16 se obtiene :

$$\overline{\frac{\partial e^2}{\partial a_n}} = \frac{2}{k} \sum_{k=1}^k [y(kT) - c(kT)] \frac{\partial y(kT)}{\partial a_n} \quad (\text{III.2.17})$$

Luego, utilizando la ec.III.2.12 en la III.2.17 se obtiene :

$$\overline{\frac{\partial e^2}{\partial a_n}} = \frac{2}{k} \sum_{k=1}^k [y(kT) - c(kT)] x(kT - nT) \quad (\text{III.2.18})$$

La ec. III.2.18 puede reescribirse como :

$$\overline{\frac{\partial e^2}{\partial a_n}} = 2 R_{ex}(nT) \quad (\text{III.2.19})$$

donde R_{ex} es la correlación cruzada determinística de la secuencia de errores $e(kT)$ y de la secuencia de entrada $x(kT)$. Combinando las ecuaciones III.2.16 y III.2.19 se tiene :

$$R_{ex}(nT) = 0 \quad \text{para } n=0, +1, \dots, +N \quad (\text{III.2.20})$$

Por tanto, las ponderaciones son óptimas, en el sentido del mínimo error cuadrático medio, cuando la correlación cruzada entre la secuencia de errores de salida $e(kT)$ y la secuencia de entrada $x(kT)$ es cero para todos los múltiplos enteros del incremento T del retraso de la derivación.

Ahora, sea la secuencia de entrada $x(kT)$ igual a la secuencia $c(kT)$; entonces, la ec.III.2.18 se convierte en :

$$\overline{\frac{\partial e^2}{\partial a_n}} = \frac{2}{k} \sum_{k=1}^k [y(kT) - c(kT)] c(kT - nT) \quad (\text{III.2.21})$$

$$= 2R_{yc}(nT) - 2R_c(nT) \quad (\text{III.2.22})$$

El procedimiento es que la n -sima ponderación, a_n , se ajuste de forma que $\partial e^2 / \partial a_n$ tienda a cero. Notando que $R_c(0) = \overline{c^2}$, se forma un estimador de la n -sima ponderación como sigue:

$$\hat{e} = \frac{2}{Kc^2} \sum_{k=1}^K [y(kT) - c(kT)] c(kT - nT) \quad (\text{III.2.23})$$

Como $y(kT)$ depende de a_n , este ajuste es un procedimiento iterativo. Además, deben comprobarse las entradas aleatorias al estimador. Puede demostrarse que este estimador no está polarizado en el error de ponderación de la derivación si :

$$R_c(nT) = 0 \quad \text{para } n \neq 0 \quad (\text{III.2.24})$$

Las ecuaciones III.2.23 y III.2.24 sugieren que un medio eficiente de ajustar un ecualizador de prefijado es el criterio del mínimo error cuadrático medio. En lugar de transmitir una secuencia de pulsos ampliamente espaciados, se envía una secuencia de ruido pseudoaleatorio (PN) que se encarga de satisfacer la ecuación III.2.24. En el transmisor puede usarse un generador de palabras de código de máxima longitud para generar la secuencia PN. Entonces la ec. III.2.23 puede usarse para generar una señal de error para cada ponderación. El uso de la secuencia PN en esta forma, en lugar de pulsos de prueba ampliamente separados, reduce el tiempo de ajuste del ecualizador para una precisión dada de la ponderación.

En contraste con los ecualizadores de prefijado, en los ecualizadores adaptables las señales de error se estiman continuamente durante la transmisión de datos. Por tanto, los ecualizadores adaptables pueden ajustarse a cambios lentos durante la transmisión de datos y no requieren de largos periodos de tanteo.

En presencia de transmisión de datos, la secuencia de bits aleatorios necesaria para ajustar las ponderaciones en un ecualizador adaptable pueden derivarse de las decisiones binarias que toma el receptor sobre la secuencia de datos. Este procedimiento de aprendizaje se llama dirigido por decisiones debido a que el receptor aprende utilizando sus propias decisiones. En la figura III.2.16 aparece un ecualizador adaptable de tres derivaciones que utiliza este método.

Los ecualizadores adaptables dirigidos por decisiones no establecen fácilmente la ecualización inicial. No obstante, una vez obtenida ésta, los estimados de error son precisos y el ciclo de ecualización sigue los cambios de las características del canal a menos que sean más rápidos que las constantes de tiempo del ecualizador.

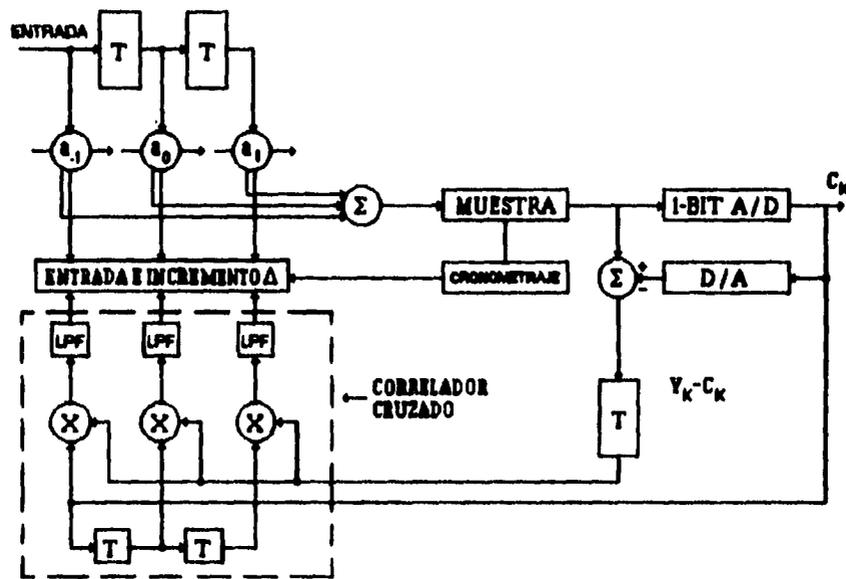


FIG. III.2.16 Ecualizador Transversal Adaptable de Tres Derivaciones.

Para obtener el mejor comportamiento global puede usarse un sistema binario híbrido; una combinación de los ecualizadores de prefijado y adaptable. En tal sistema, se envía una secuencia de PN (también generada en el receptor) para permitir que el sistema adquiriera los valores iniciales de ecualización correctos en un modo de operación prefijado. Cuando la ecualización inicial es razonablemente buena, el sistema cambia al modo adaptable y comienza la transmisión de datos.

CAPITULO IV

***DISEÑO DE UN REGENERADOR
DE SEÑALES BINARIAS***

El sistema puede también proveer un modo de reposición en el que cesa temporalmente la transmisión de datos para permitir el envío de una secuencia de PN para verificar la corrección de los ajustes del ecualizador.

Los ecualizadores basados en los principios anteriores responden bien minimizando la IIS en canales en los que el ruido aditivo no es de gran importancia. Son partes esenciales de modernos modems de alta velocidad para la transmisión de datos usando canales telefónicos.

IV.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El problema que se debe resolver en éste capítulo, se resume a continuación:

- 1. Diseñar y construir un generador de palabra binaria para probar circuitos de transmisión de pulsos aproximadamente de 10 Kbauds.**
- 2. Diseñar y construir un generador de ruido térmico para contaminar a la señal binaria.**
- 3. Diseñar y construir una línea telefónica simulada para distorsionar la palabra binaria.**
- 4. Diseñar y construir un circuito regenerador de señales binarias.**
- 5. Desarrollar una secuencia de pruebas para los circuitos que se hayan implementado.**

PRINCIPIO DE OPERACION DEL REPETIDOR REGENERATIVO

Retomando lo dicho en capítulos anteriores, un regenerador es un sistema el cual tiene como entrada una señal binaria atenuada y distorsionada por las características de la línea, pero además contaminada por las diferentes fuentes de ruido que encuentra en su trayectoria y cuya salida es la misma señal binaria que se transmitió inicialmente sin ruido y sin distorsión. Esto es, las funciones del regenerador son principalmente dos, como se muestra en el siguiente diagrama de bloques (Fig. IV. 1).

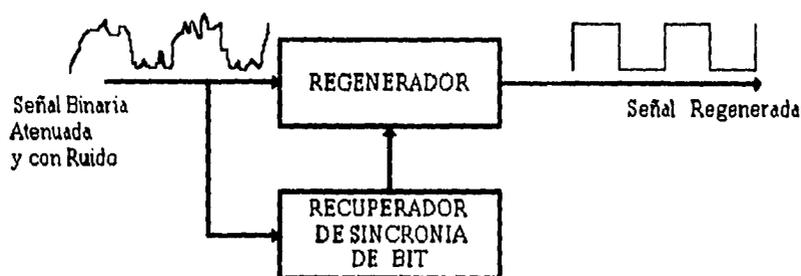


FIG.IV.1 Diagrama de bloques del proceso de regeneración de una señal.

El recuperador de sincronía de bit, como su nombre lo indica es un subsistema por medio del cual podemos obtener la señal de reloj de la señal binaria recibida.

El regenerador por su parte se encarga de eliminar la distorsión y la atenuación que ha sufrido la señal desde que fué transmitida hasta que entra al sistema; esto es, entrega pulsos con la altura y anchura correctas.

IV.2. GENERACION DE LA PALABRA BINARIA, EL RUIDO Y LA TRANSMISION

Hablando específicamente de los bloques necesarios para el diseño del proyecto, el primero de ellos es la fuente de señal binaria y la línea de transmisión. Un circuito factible para realizar esta función, figura IV.2.1, consta de un reloj generado por un circuito integrado LM555 el cual suministra la frecuencia de la señal binaria; en nuestro caso el reloj trabaja a una frecuencia fija de 10 KHz.

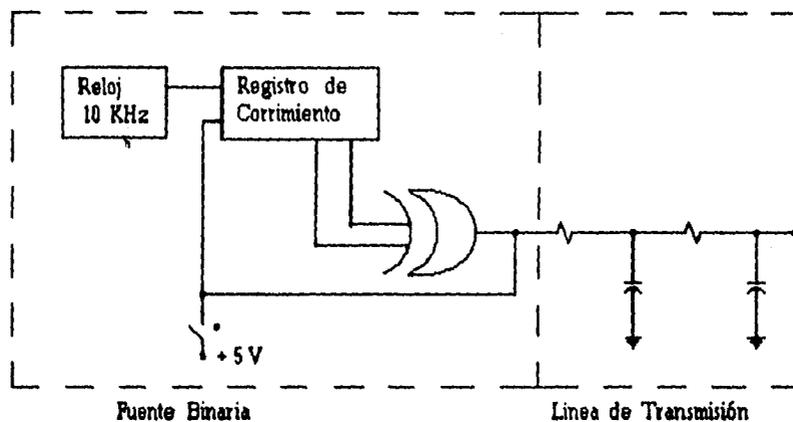


FIG. IV. 2.1 Generación de la Señal Binaria y la Línea de Transmisión.

Posteriormente se tiene un registro de corrimiento, LS74164, con características de dos entradas serie y cuatro salidas en paralelo, por último una compuerta EXOR. El funcionamiento es de la forma que sigue: una vez conectada la señal de reloj en la pata correspondiente del registro de corrimiento, las dos últimas salidas del registro, esto es Q_C y Q_D , se pasan por una compuerta EXOR; la salida de la compuerta se conecta a una de las entradas serie del registro, la otra entrada se conecta a alto. Para que el sistema empiece a trabajar se requiere de un interruptor como el mostrado en la figura, el cual se pulsa una sola vez y se empieza a generar una palabra pseudoaleatoria binaria que se conoce como secuencia de pseudoruido (PN) cuya longitud es $2^n - 1$ bits, siendo n el número de etapas del registro de corrimiento.

Para el diseño que se pretende realizar, basta con 4 etapas, lo que nos da una longitud de $2^4 - 1 = 15$ bits.

Una línea de transmisión tiene primordialmente características de un filtro, es decir, deja pasar ciertas frecuencias mientras que atenúa otras. La respuesta de la resistencia en serie y capacitor a tierra es semejante a la de una línea de transmisión; es por esto que se decidió implementarla con capacitores y resistencias como se muestra en la figura IV.2.1.

Para la construcción de la línea telefónica, se tienen varias opciones; en todas ellas, los datos de entrada son: la longitud total y las características del cobre, dadas por el fabricante.

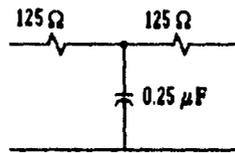
En nuestro caso, se especifica una longitud de 5 Km y un cable No. 22 AWG cuyas características son:

$$R = 50 \Omega / \text{Km}$$

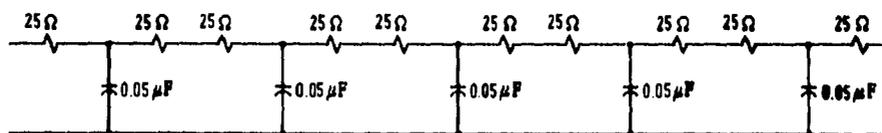
$$C = 0.05 \mu\text{F} / \text{Km}$$

Las opciones que se mencionaron al principio son 3.

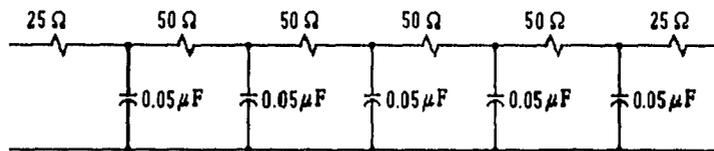
a) Una sola sección que represente los 5 Km como se ve en la siguiente figura.



b) 5 secciones de 1 Km cada una.



En este caso las 2 resistencias de 25Ω que están juntas se pueden sumar



- c) Un número infinito de secciones de una diferencial de longitud cada una. Esto no es imposible pues equivale a empaquetar en un recipiente 5 Km de cable telefónico del No. 22 AWG, dejando sus extremos disponibles para las conexiones.

Se usará la segunda opción, que proporciona resultados satisfactorios.

Entonces ya tenemos la fuente generadora de la señal binaria y la línea de transmisión, pero también necesitamos generar el ruido para sumarlo y obtener de esta forma la señal de entrada al regenerador, como se muestra en la figura IV.2.2.

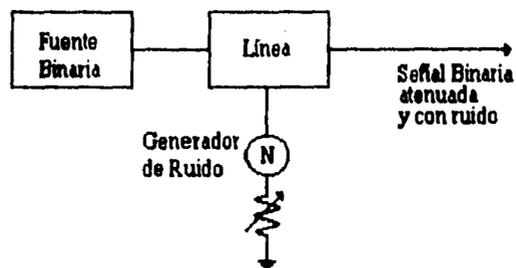


FIG. IV.2.2 Diagrama a bloques del generador de señal binaria, la línea de transmisión y el generador de ruido.

El elemento o componente electrónico utilizado para generar un valor "grande" de ruido es un transistor de Ge, el cual se utiliza sin polarización de base y de acuerdo a sus características internas, haciendo circular un valor de corriente I_0 mas aproximado a su valor máximo, generará un valor de voltaje de salida completamente aleatorio. El ruido generado por el transistor se hace pasar por dos etapas de amplificación para darle la suficiente ganancia y así obtener un nivel apropiado de ruido. Se utilizan dos etapas de amplificación porque de acuerdo a la respuesta en frecuencia del amplificador, si damos una ganancia muy grande degradará la calidad del ruido generado.

El circuito completo se muestra en la figura IV.2.3. El potenciómetro de 100 K se utiliza para controlar el nivel de ruido de salida y el circuito integrado es el LM1456 que contiene dos amplificadores operacionales.

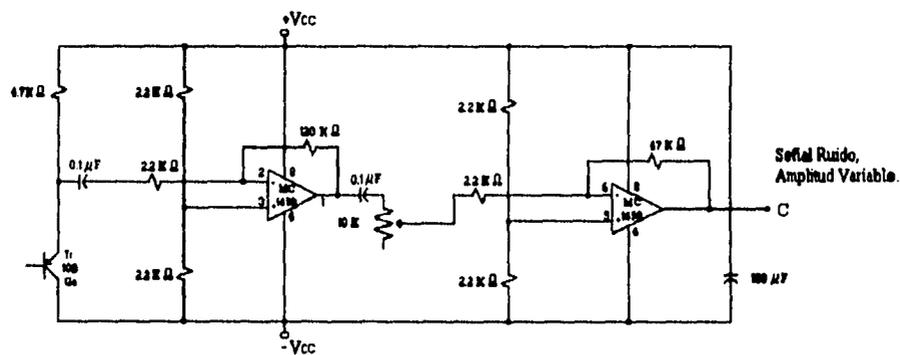


FIG. IV.2.3 Generador de Ruido.

IV.3. RECUPERACION DE LA SEÑAL DE SINCRONIA DE BIT

La recuperación de sincronía de bit o reloj de la señal binaria se realizará de acuerdo al siguiente diagrama de bloques.

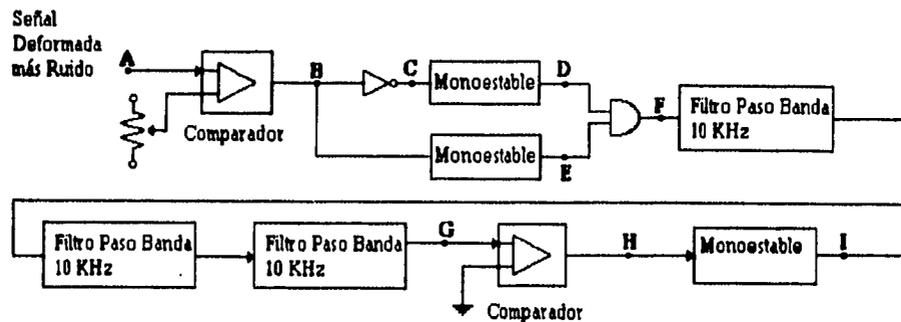


FIG. IV.3.1 Diagrama de bloques de la recuperación de sincronía de bit.

Descripción del funcionamiento del Sistema.

La señal deformada y con ruido la hacemos pasar por un comparador, LM311, el cual como vemos en el diagrama de tiempos nodo B, nos dará un nivel alto cuando la señal de entrada rebese el nivel de umbral preestablecido con el potenciómetro conectado a la pata no inversora, y un nivel bajo en el caso contrario.

La señal de salida del comparador se pasa a través de un inversor, nodo C, y se conecta a un circuito monoestable, LS123, el cual generará un pulso de duración determinada por los valores externos del capacitor y resistencia, cuando la señal pase de un nivel bajo a un nivel alto, nodo D. De manera similar para el otro monoestable se generará un pulso cuando exista un cambio de nivel alto a nivel bajo, nodo E, de tal forma que una vez sumadas las salidas de ambos circuitos por medio de una compuerta AND, LS32, nodo F, obtendremos un pulso de duración predeterminada en cada cambio de nivel de la señal existente a la salida del comparador.

Los siguientes tres módulos de acuerdo a la figura IV.3.1, configuran una cascada de filtros paso-banda de características similares, es decir, los tres trabajan a la misma frecuencia de 10 KHz y todos tienen un factor de calidad alto. La ganancia de los dos primeros es la misma, mientras que la del tercero es menor. La idea de tener los tres filtros a una frecuencia de corte de 10 KHz es que cuando sean alimentados con la señal de salida de la compuerta AND, cada vez que el amplificador detecte el pulso, generará una onda senoidal de 10 KHz y así se mantendrá hasta que detecte el siguiente pulso; entonces obtendremos una señal como la mostrada en el nodo G. Por supuesto que la amplitud como se puede observar irá disminuyendo conforme mayor sea el esparcimiento entre los pulsos de alimentación. Ahora bien, se han colocado tres etapas porque la presencia del ruido en la señal de entrada hace que la señal senoidal a la salida del primer filtro, presente ligeros movimientos, pero conforme pasa por las etapas siguientes dicho fenómeno disminuye hasta llegar a tener una onda senoidal de 10 KHz suficientemente estable para la siguiente fase de regeneración.

Por último, la salida de la etapa de filtrado se alimenta a un comparador, LM311, funcionando como detector de cruce por cero, de tal forma que obtendremos la señal cuadrada mostrada en el nodo H, y la cual es nuestra señal de sincronía o reloj recuperado. Finalmente la señal recuperada la utilizamos para hacer funcionar un circuito monoestable formado por el circuito integrado LM555 que a su vez nos dará otra señal que es la que realmente utilizamos para la fase del regenerador, nodo I.

La Fig. IV.3.2 muestra los diagramas de tiempos en los nodos antes mencionados.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

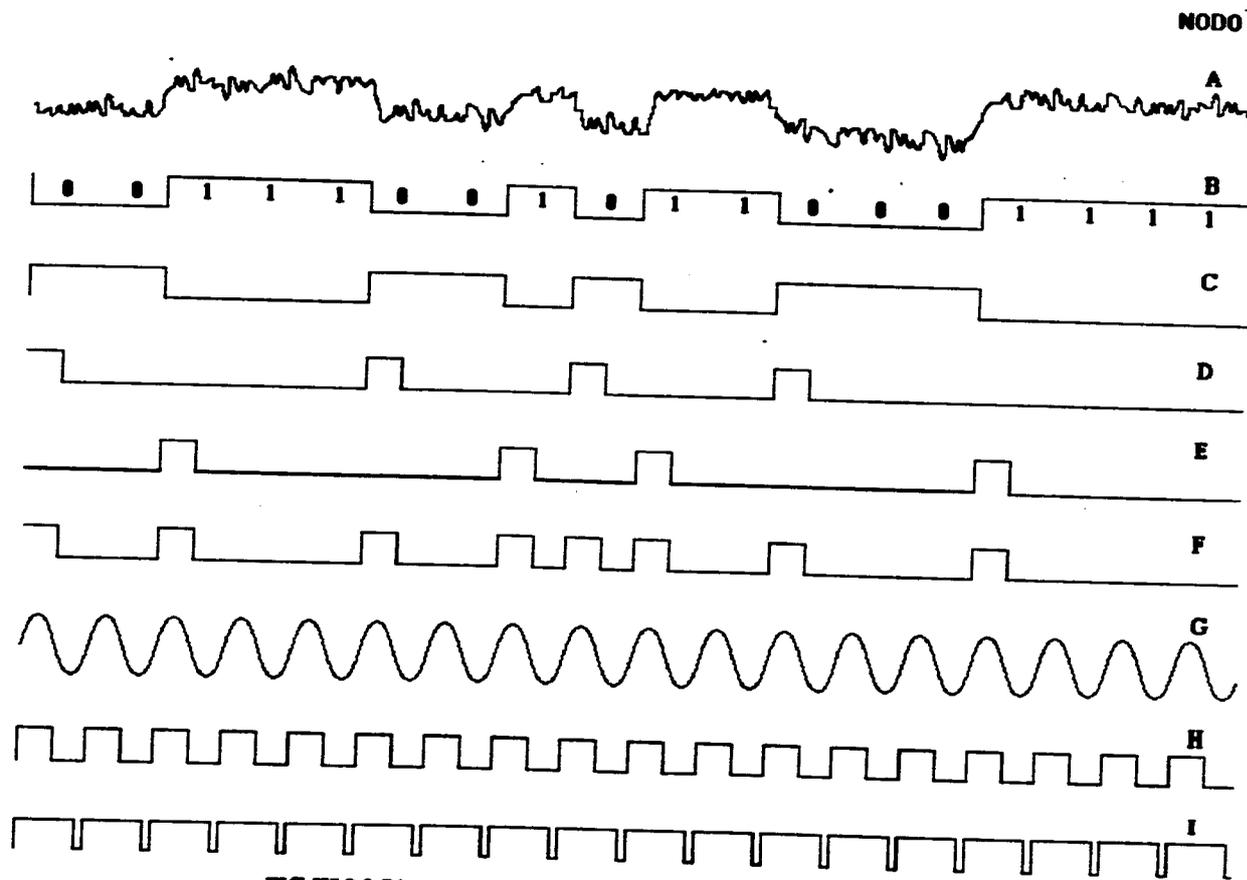


FIG. IV.3.2 Diagrama de Tiempos para el Recuperador de la Señal de Sincronía.

IV.4 EL REGENERADOR

El diseño de la etapa de regeneración se sujetará a los siguientes lineamientos:

1. Se descarta la posibilidad de implementar el ecualizador transversal.
2. Con respecto al proceso de identificación del dato binario se tienen varias opciones.

La primera opción consiste en tomar una muestra en el instante en el que se supone que la señal recibida presenta su valor de pico (máximo ó mínimo) y en base al valor de esta muestra se decide si lo que llegó es un uno o un cero. Esto conduce generalmente a errores de decisión.

La segunda opción consiste en integrar la señal recibida. Si el área bajo la curva sobrepasa un cierto valor preestablecido, se dice que llegó un uno y viceversa.

Existe una tercera opción que consiste en tomar varias muestras cerca del punto donde la señal presenta su valor de pico. En este caso, el número de muestras debe ser impar para que no exista la posibilidad de "empate". Esta opción evita la necesidad de localizar con precisión el instante óptimo, que generalmente no existe sobre todo si la línea de transmisión está ecualizada. En la siguiente figura se muestran las tres opciones antes mencionadas.

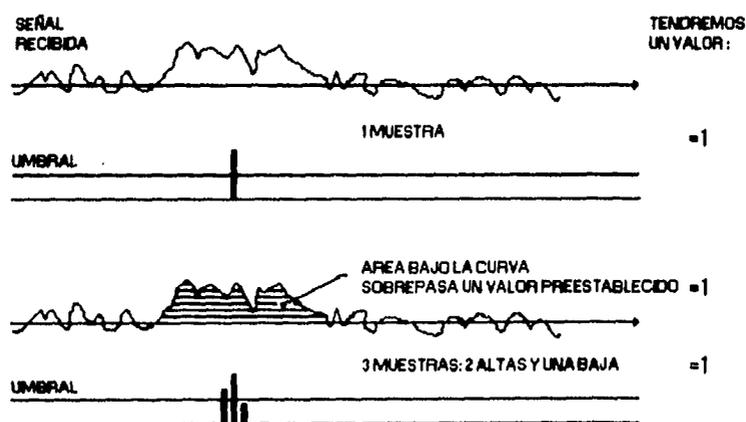


FIG.IV.4.1 Decisión.

Por lo tanto, se utilizará la tercera opción tomando tres muestras a la señal recibida, de manera que se tendrá la situación representada en la siguiente tabla.

Muestra 3	Muestra 2	Muestra 1	Valor Logico
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

De acuerdo con la tabla anterior, el circuito de decisión solo tiene que ver si en las muestras hay mas valores altos o mas valores bajos para determinar cual es el valor binario recibido.

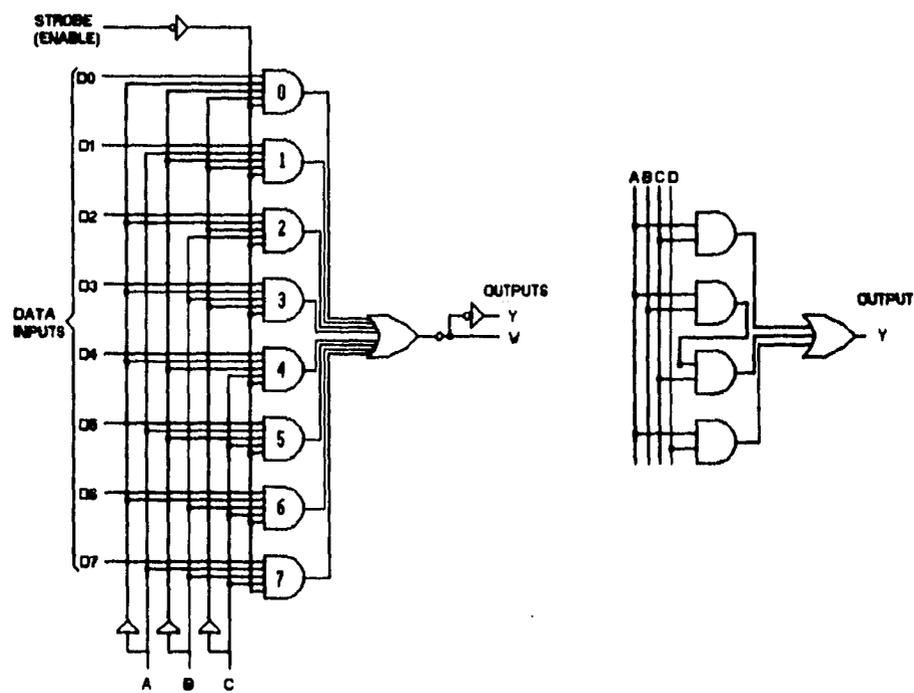
Para lograr que las muestras se tomen en el instante correcto, se puede construir un circuito que cuente de 0000 a 1110 en un tiempo igual a la duración de un bit y cuando se presentan los numeros 5, 7 y 9 en binario, dar la orden de que opere el circuito de muestreo. Esto se ve en la siguiente tabla.

Q _D	Q _C	Q _B	Q _A	Valor Logico Necesario	
0	0	0	0	0	
0	0	0	1	0	
0	0	1	0	0	
0	0	1	1	0	
0	1	0	0	0	
0	1	0	1	1	MUESTRA
0	1	1	0	0	
0	1	1	1	1	MUESTRA
1	0	0	0	0	
1	0	0	1	1	MUESTRA
1	0	1	0	0	
1	0	1	1	0	
1	1	0	0	0	
1	1	0	1	0	
1	1	1	0	0	

Se requiere ahora una lógica que genere un 1 de salida cuando la entrada sea 5, 7 o 9 en binario, esto puede hacerse con una expresión matemática sencilla, tal como:

$$Q_A Q_C + Q_A Q_B Q_C + Q_A Q_D = 1$$

obtenida de la tabla anterior, que se puede implementar con compuertas AND y OR; para este caso la implementación se realizó por medio de un multiplexor, 74LS151, el cual esta constituido por un arreglo de compuertas AND y OR de tal forma que permiten obtener la salida requerida. La siguiente figura (A) y (B) muestra los diagramas lógicos de las posibles implementaciones.



(A) Por medio del Multiplexor 74LS151

(B) Por medio de Compuertas AND y OR

FIG. IV.4.2 Diagramas Lógicos.

La implementación se hizo de la siguiente manera:

Del contador de cuatro bits se conectarán Q_A , Q_B , Q_C a las entradas de control del multiplexor A, B y C respectivamente, mientras que se conectará el STROBE a tierra dado que el 74LS151 se activa en bajo; en la siguiente tabla se puede observar que conectando a Q_D las entradas de datos D_2 , D_3 y D_4 así como a tierra las entradas de datos D_0 , D_1 , D_5 , D_6 y D_7 se podrán obtener los valores ("1" lógico) requeridos a la salida (output Y); activando con ellos el muestreador en el instante que se requiere tomar la muestra.

C	B	A	S	Output	Muestras
0	0	0	*	D_0	0
0	0	1	*	D_1	0
0	1	0	0	D_2	1
0	1	1	0	D_3	1
1	0	0	0	D_4	1
1	0	1	*	D_5	0
1	1	0	*	D_6	0
1	1	1	*	D_7	0

La opción escogida se ve más complicada pero resulta más económica ya que se requiere un solo circuito integrado en lugar de dos.

Para el contador se necesita una frecuencia de 150 KHz, ya que se requieren 15 pulsos para cada uno de los bits transmitidos. De esta forma se obtienen los tres pulsos necesarios para que funcione el muestreador, el problema ahora es colocarlos cuando se tenga la máxima amplitud de los pulsos de entrada, esto lo logramos conectando la señal obtenida en el módulo de recuperación de reloj al CLEAR del contador, invirtiéndola previamente, de tal forma que empezará la cuenta cuando inicie el periodo del bit de entrada; por lo tanto las muestras se tomarán en la parte central del mismo y el problema está resuelto. Es de notar que aquí es la primera vez que utilizamos la señal obtenida en el módulo de recuperación de reloj. El diagrama del circuito descrito se puede ver en la figura IV.4.3.

MUESTREADOR Y COMPARADOR

La salida del multiplexor es alimentada junto con la señal binaria distorsionada al circuito muestreador LS14066 y este nos entregará una serie de muestras las cuales se pasan a través de un comparador, LM311, con un valor de umbral predeterminado, las muestras pueden variar en valor desde cero Volts hasta el valor máximo de la señal, pero al pasarlas por el comparador este último solamente nos entregará un nivel lógico de "0" o "1"; necesarios para la siguiente fase de regeneración fig. IV.4.3.

FASE FINAL DE LA REGENERACION

Entonces la salida del comparador nos va a dar valores lógicos de las muestras. Ahora necesitamos almacenar las tres muestras que ocurren en cada ciclo de reloj, esto lo podemos hacer utilizando primeramente un registro de corrimiento con entrada serie y salida paralelo, LS164, la señal que alimenta al reloj del registro de corrimiento es la misma que alimenta al circuito muestreador pero previamente invertida, de tal forma que se toma la muestra, el comparador decide si es "1" o "0" y el registro lo almacena, el ciclo se repite en cada muestra. Al Clear se conecta la señal obtenida en el módulo de recuperación del bit de sincronía, así cuando se tengan los tres valores lógicos en el registro se pasan por un multiplexor y se limpia el registro de corrimiento para poder recibir otros tres valores; todo esto ocurre en un ciclo de reloj.

Los tres valores lógicos del registro de corrimiento se pasan a las patas selectoras de un multiplexor, LS151, este de acuerdo con la tabla 1 decidirá el valor final lógico del bit. Sin embargo, como estos tres valores solo se presentan durante el instante en el que el Strobe se activa, dará un nivel lógico y regresará a nivel bajo. La solución fue alimentar el valor que da el multiplexor a un Flip-flop D que mantendrá el nivel lógico durante todo el ciclo de reloj, esto es:

$$T = 1 / 10 \text{ KHz}$$

$$T = 0.1 \text{ mseg}$$

El circuito completo lo podemos ver en diagramas de bloques en la figura IV.4.3 y sus correspondientes diagramas de tiempos en la figura IV.4.4.

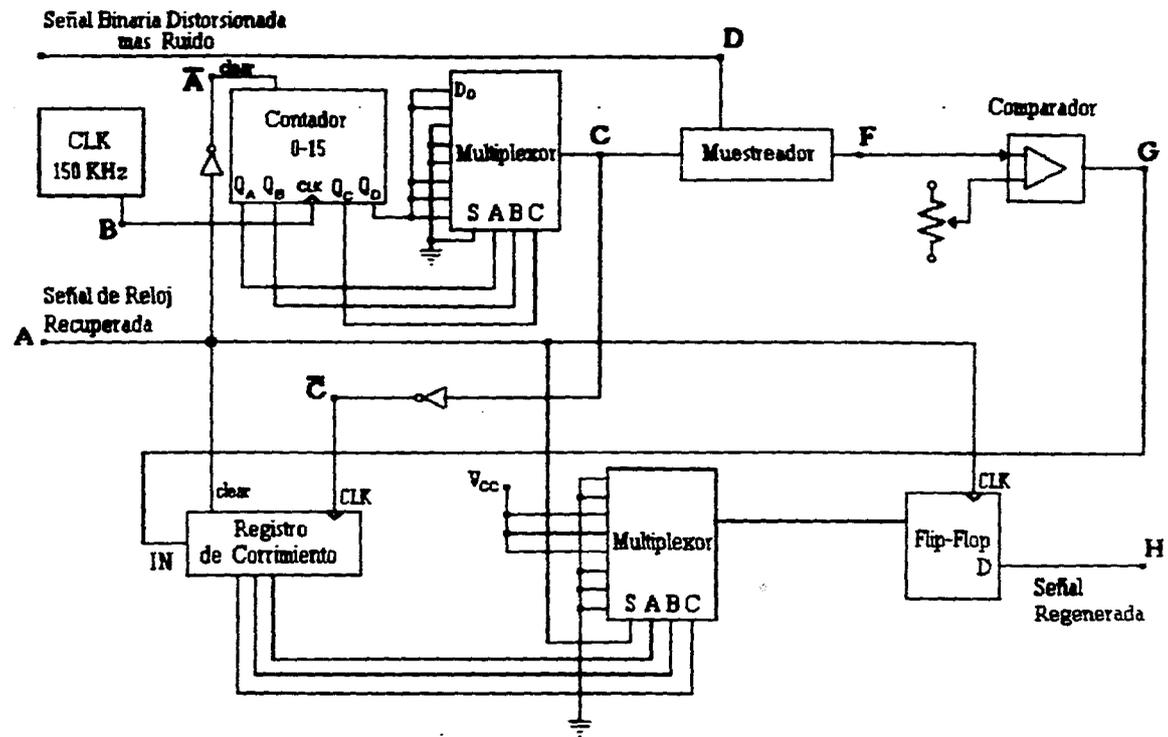


FIG. IV. 4. 3 Diagrama del Regenerador de la Señal Binaria.

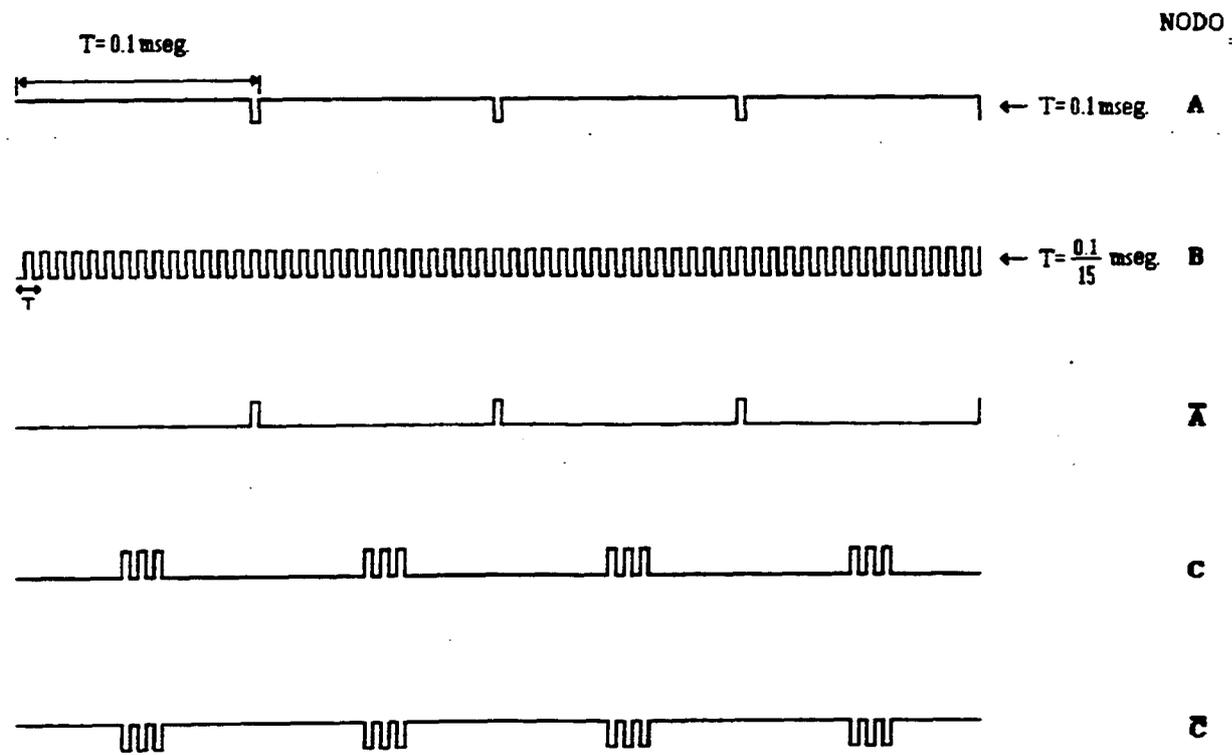


FIG. IV. 4.4 Diagrama de tiempos para el Regenerador.

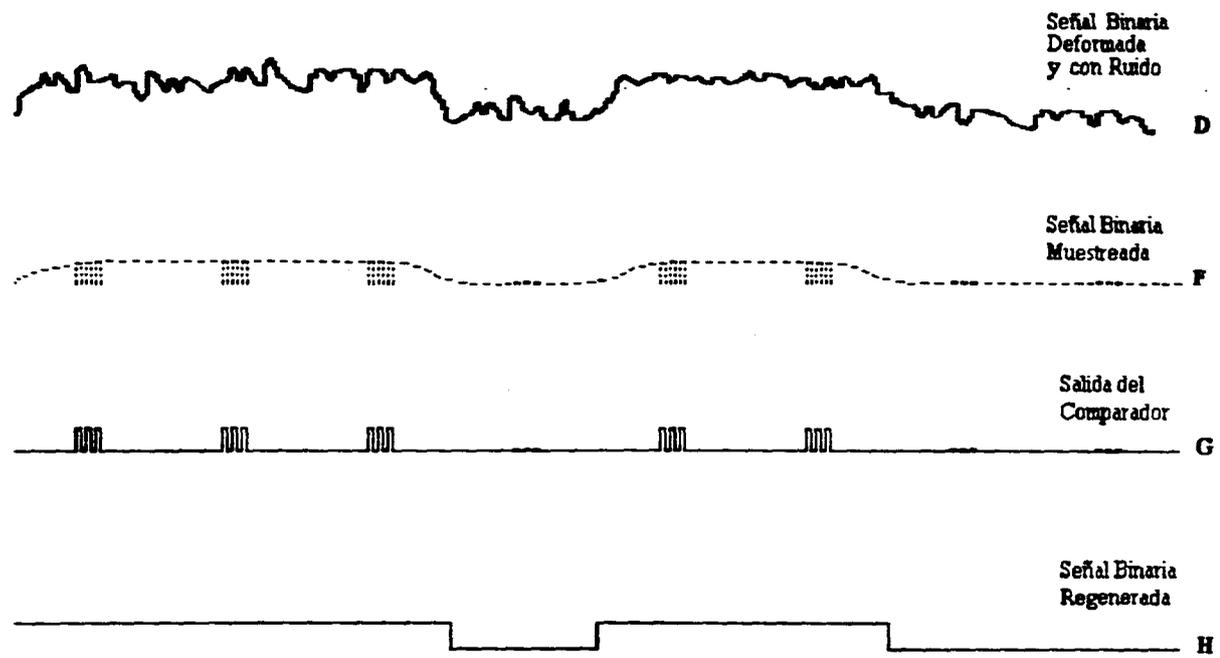


FIG. IV. 4.4 Diagrama de Tiempos para el Regenerador (Continuación).

IV.5. CALCULO DE LOS VALORES DE LOS COMPONENTES.

-Para el GENERADOR DE LA PALABRA.

Circuito Astable para:

$$f = 10 \text{ KHz}$$
$$T = 0.1 \text{ mseg.}$$

Las ecuaciones para calcular el tiempo en alto, el tiempo en bajo; así como el periodo del pulso generado están dadas por:

$$t_h = 0.693 (R_1 + 2R_2)C$$
$$t_l = 0.693 (R_2)C$$
$$T = 0.693 (R_1 + 2R_2)C$$

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Cálculos:

si:

$$t_h = 0.06 \text{ ms}$$
$$t_l = 0.04 \text{ ms}$$
$$C = 0.01 \mu\text{F}$$

Entonces:

$$R_2 = \frac{t_l}{0.693 C} = \frac{0.04 \text{E} - 3}{0.693(0.01 \text{E} - 6)} = 5.772 \text{K}\Omega$$

$$R_1 = \frac{t_h}{0.693 C} = \frac{0.06 \text{E} - 3}{0.693(0.01 \text{E} - 6)} - 5.772 \text{E}3 = 2.886 \text{K}\Omega$$

Elementos:

$$C = 0.001 \mu F$$

$$R_1 = 2.88 K\Omega$$

$$R_2 = 5.772 K\Omega$$

Para el GENERADOR DE RUIDO:

Características del transistor NTE 102 :

$$V_{CE} = 16 V \quad h_{FE} = 90 \text{ typ} \quad P_D = 0.150 W$$

$$I_{C_{MAX}} = 1 \text{ mA} \quad F_T = 2 \text{ MHz}$$

La caída de tensión en la resistencia R_E esta dada por :

$$V_{RE} = 10 - 16 - (-10) = 20 - 16 = 4 V$$

$$I_{RE} = \frac{V_{RE}}{R_E} \rightarrow R_E = \frac{V_{RE}}{I_{RE}}$$

Para que el transistor genere el máximo ruido debe cumplirse que:

$$I_{RE} \cong I_{C_{MAX}} = I_C$$

$$\therefore R_E = \frac{V_{RE}}{I_{RE}} = R_E = \frac{V_{RE}}{I_{C_{MAX}}} = \frac{4V}{1mA} = 4K\Omega$$

$$\text{Por seguridad } R_E = 4.7 K\Omega \quad \text{así} \quad I_C = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{4V}{4.7K\Omega} = 0.85mA$$

Lo anterior se hizo para asegurar que no sobrepasemos la IC.

AMPLIFICADORES

Ganancia amplificador 1

$$G_1 = \frac{470\text{K}\Omega}{3.3\text{K}\Omega} = 142.42$$

Ganancia amplificador 2

$$G_2 = \frac{120\text{K}\Omega}{2.2\text{K} + \text{Pot}(100\text{K})}$$

Si Pot = 0

$$G_2 = \frac{120\text{K}\Omega}{2.2\text{K}\Omega} = 55.54$$

Si Pot = 100 K

$$G_2 = \frac{120\text{K}\Omega}{102.2\text{K}\Omega} = 1.174$$

Ganancia Total = $G_1 G_2$

CAPITULO V

CONSTRUCCION Y PRUEBAS

CONSTRUCCION..

El circuito se construyó en una tableta perforada, utilizando la técnica WIRE WRAP la cual permite unir las patas de las bases de los chips por medio de finos alambres enrollados firmemente, de tal forma que el conductor quede perfectamente conectado. Se utilizaron diferentes tipos de colores de conductores para distinguir la función que tiene cada uno, de la siguiente forma.

Color	Función
rojo	5volts
negro	tierras
azul	-Vcc
naranja	+Vcc
amarillo	secuencia de la señal
blanco	para conexiones

Los elementos y circuitos integrados que se emplearon en la construcción fueron:

Circuito Integrado	Función	Cantidad
74LS123	multivibrador monoestable	1
74LS032	compuerta OR	1
74LS04	inversor	1
74LS193	contador sincrono	1
74LS164	registro de corrimiento	2
74LS151	multiplexor	2
74LS174	4 flip-flops D	1
74LS86	compuerta EXOR	1
LM311	comparador	3
LM1458	2 amplificadores operacionales	6
LM555	oscilador	3
MC14066	circuito muestreador	1
UA7805UC	regulador de voltaje	1
Otros Dispositivos	Función	Cantidad
NTE102	transistor PNP (Ge)	1

Capacitores	Valor	Cantidad
	0.01 μF	14
	0.1 μF	4
	1 μF	1
	470 μF	1
	100 μF	1
	220 μF	1
Resistencias	10 $\text{K}\Omega$	17
	150 Ω	5
	3.3 $\text{K}\Omega$	5
	2.2 $\text{K}\Omega$	10
	120 Ω	4
	1.5 $\text{K}\Omega$	3
	51 $\text{K}\Omega$	3
	1.8 $\text{K}\Omega$	2
	100 Ω	2
	Potenciómetros	1 $\text{K}\Omega$
100 $\text{K}\Omega$		1
Bases para C.I.	No. de Patas	Cantidad
	16	6
	14	6
	8	12
Cables	Color	Cantidad Aproximada
	rojo	4 m.
	azul	3 m.
	negro	5 m.
	naranja	3 m.
	blanco	4 m.
	amarillo	4 m.

Las cantidades anteriores de cable son aproximadas ya que su longitud depende de las dimensiones de la tableta a utilizar y de la habilidad de la persona para evitar desperdiciar el material.

Un costo aproximado del circuito completo de acuerdo a los precios promedios en el mercado electrónico para el año de 1994, año en que se realizó este proyecto, se muestra en la siguiente lista:

Elemento	Cantidad	Precio-Promedio	Total
circuitos integrados	24	N\$4.00	N\$96.00
transistor Ge.	1	N\$15.00	N\$15.00
tableta perforada	1	N\$35.00	N\$35.00
cable para conexiones	23	N\$1.00	N\$23.00
bases para C.I.	24	N\$4.00	N\$96.00
resistencias	52	N\$0.10	N\$05.20
capacitores	22	N\$0.50	N\$11.00
potenciómetros	4	N\$3.00	N\$12.00
disipador de potencia	1	N\$4.00	N\$04.00
total			N\$297.20

Como ya se mencionó este es tan solo un costo aproximado, en el que la variación del mismo dependerá de la variación de los costos de los elementos en el mercado electrónico. Enfatizaremos que en esta parte solo hemos querido dar una idea de la factibilidad económica del mismo, ya que en un análisis completo de costos está fuera del objetivo de esta tesis.

Los valores de las resistencias calculadas difieren de las resistencias comerciales, por esto hemos tenido que aproximar los valores exactos por medio de arreglos tanto en paralelo como en serie o ambos de resistencias comerciales.

La figura V.1 muestra la distribución de cada uno de los módulos en la tableta de tal forma que estos quedasen debidamente distribuidos.

El sistema tiene que ser alimentado con una fuente de +12 volts. Los +5 volts necesarios para los circuitos integrados los obtenemos por medio del regulador de voltaje, UA7805UC, el cual cuenta con su disipador para evitar el calentamiento debido a la corriente que circula por él.

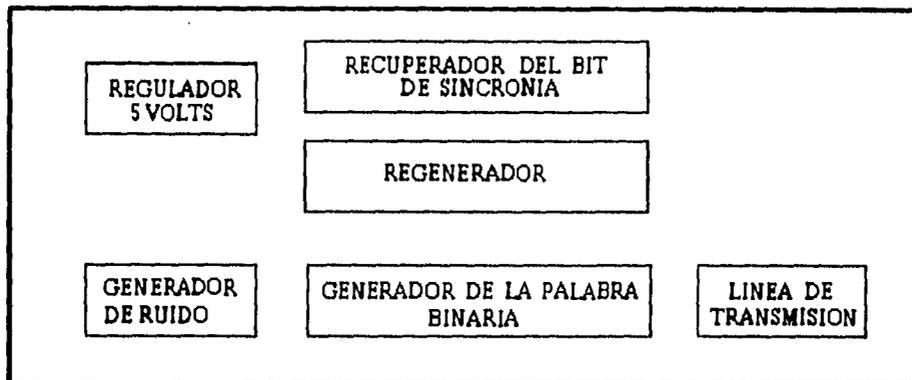


FIG. V.1. Distribución de los circuitos en la tableta.

A continuación, en las figuras V.2, V.3, V.4 y V.5 se muestran los diagramas de conexiones de todos los módulos. En tales diagramas se especifica como van conectadas todas y cada una de las patas de los circuitos integrados y elementos que componen el dispositivo, quedando de esta forma concluida la construcción del regenerador.

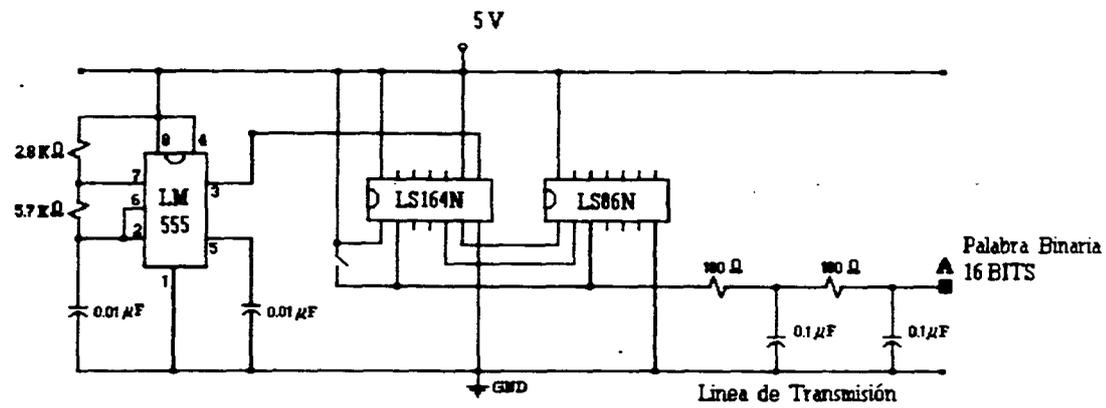


FIG.V.2 Generador de la Palabra Binaria.

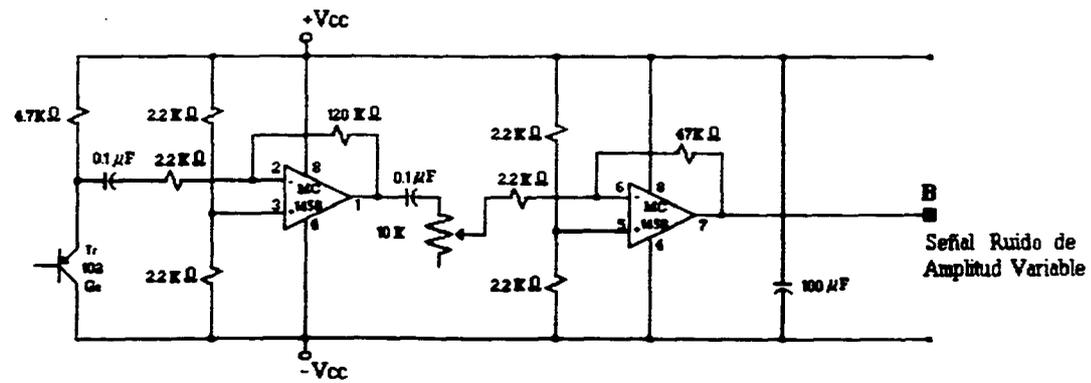


FIG.V.3 Generador de Ruido.

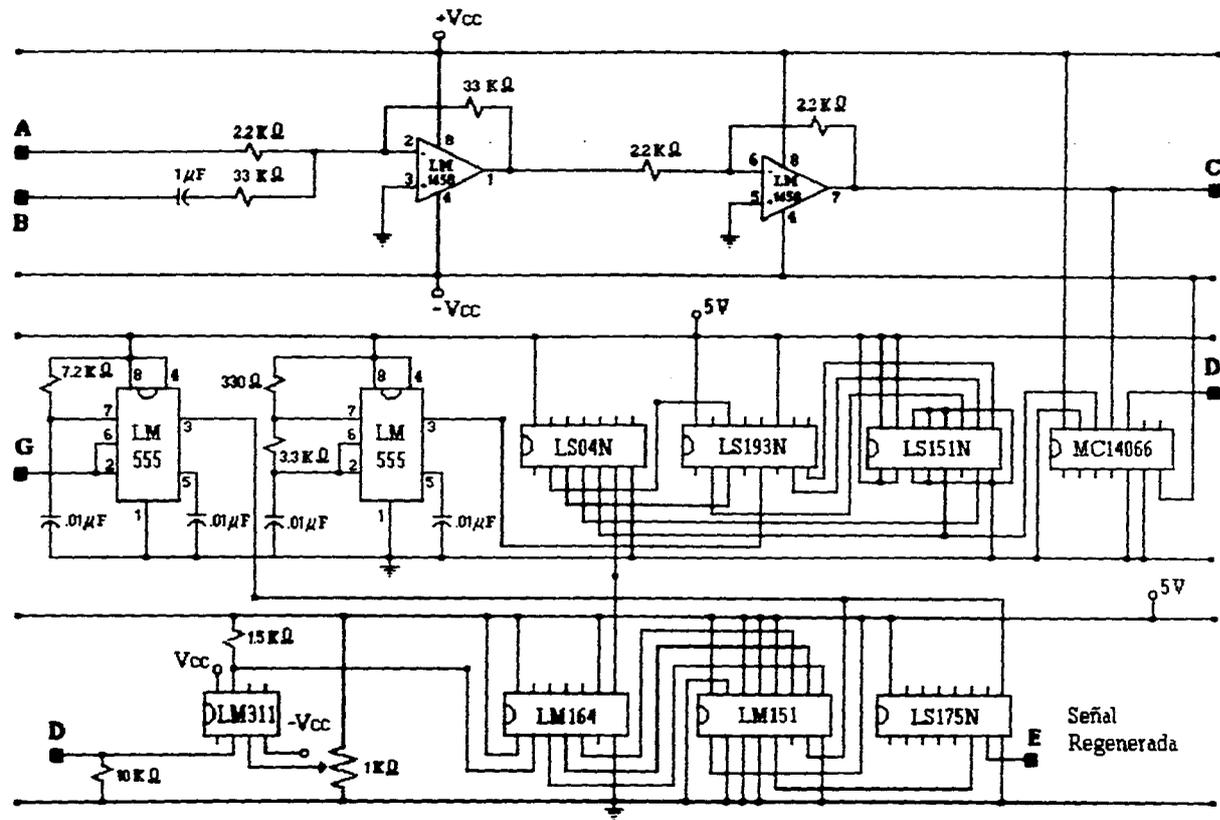


FIG.V.4 Diagrama de Conexiones del Regenerador.

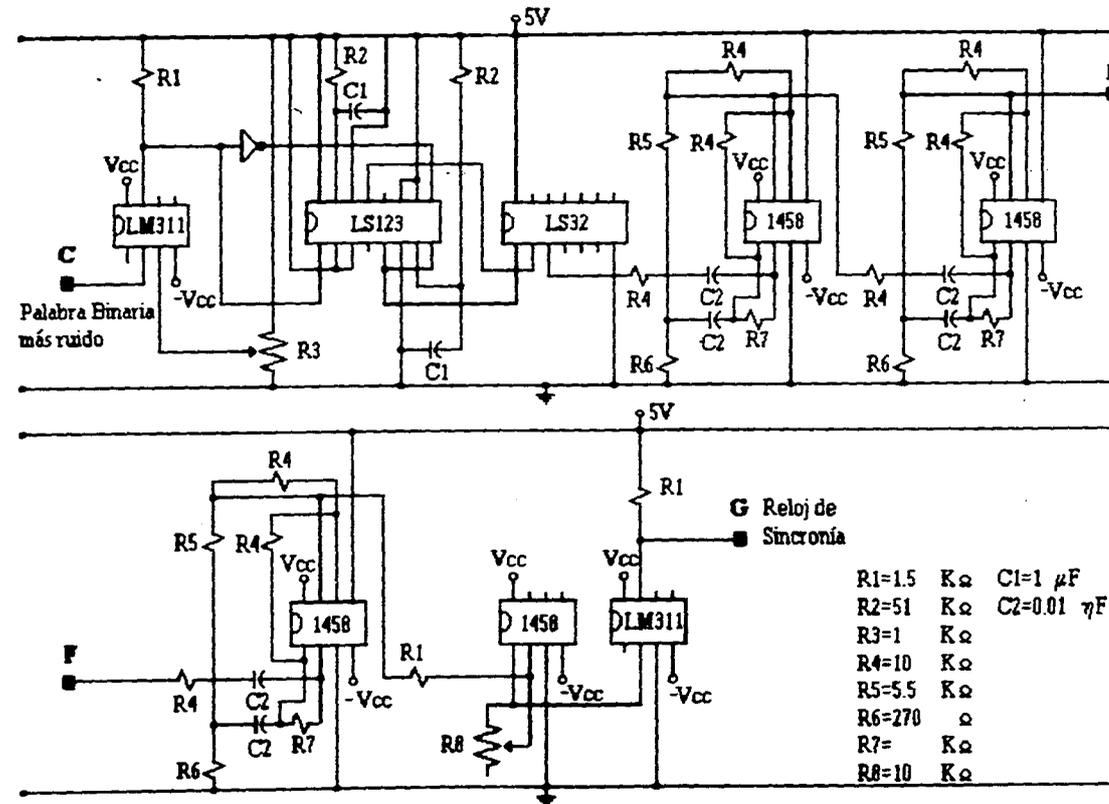


FIG.V.5 Diagrama de Conexiones del Recuperador de Reloj de Sincronía.

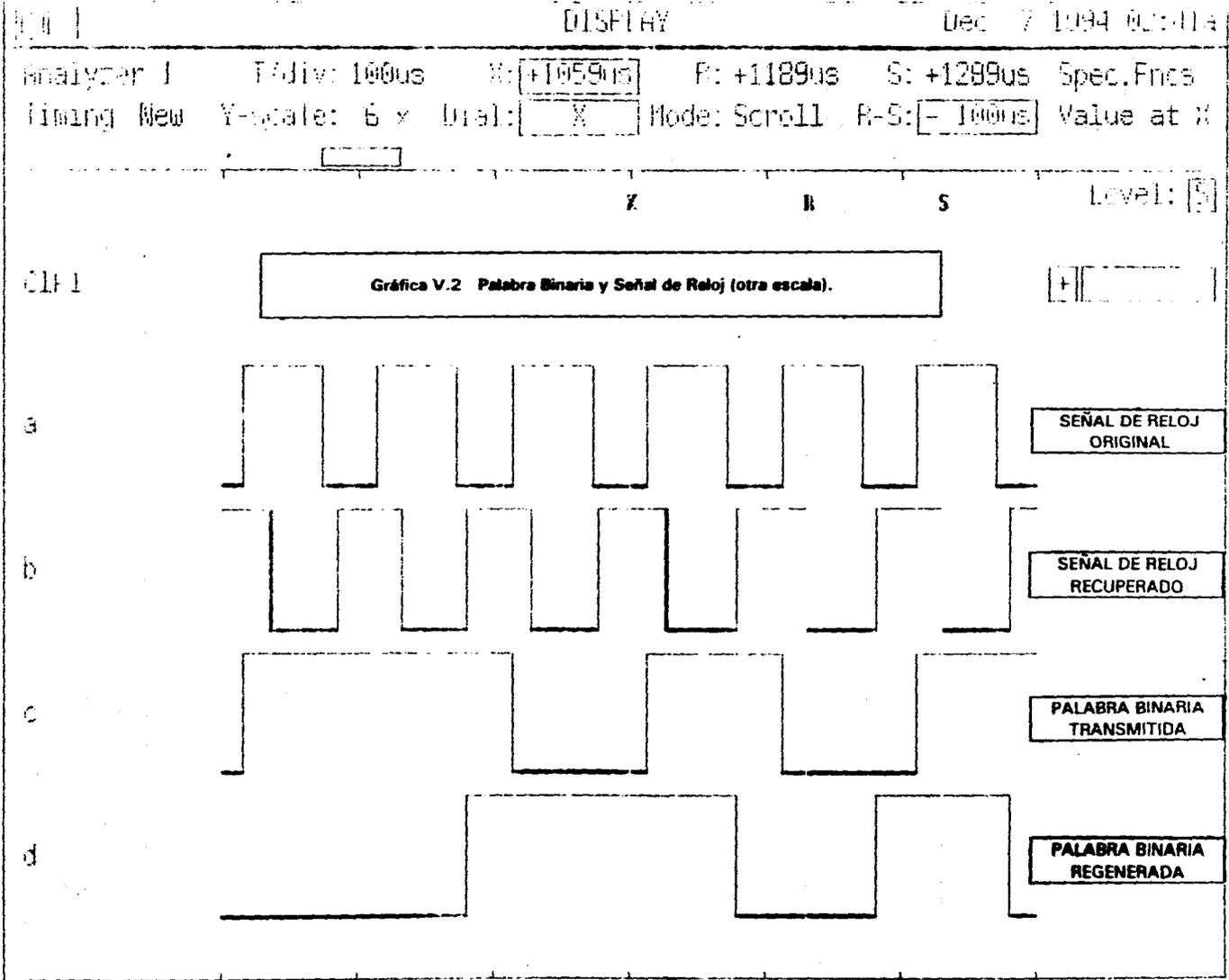
PRUEBAS

Las pruebas al circuito que consisten en obtener gráficas que muestren el comportamiento de este en las principales fases que lo forman, se hicieron por medio de un ANALIZADOR DE ESTADOS LOGICOS. Con este se obtuvieron las gráficas V.1 y V.2 que se presentan a continuación. En la primera se tienen las siguientes señales del circuito.

- a. señal de reloj original
- b. señal de reloj recuperado
- c. palabra pseudoalatoria original
- d. palabra pseudoalatoria regenerada

Por la posición de los cursores R y S podemos observar que efectivamente la frecuencia del reloj recuperado es de 10 kz. Las señales c y d muestran que la señal recuperada presenta un defasamiento con respecto a la original debido a que necesitamos un periodo de reloj para todo el proceso de regeneración. En la segunda gráfica tenemos las mismas señales pero en una escala de tiempo diferente.

El problema con el Analizador de Estados Lógicos es que por medio de este no podemos graficar la señal binaria transmitida una vez contaminada con ruido y después de la línea de transmisión ya que el aparato solo presenta señales cuadradas o pulsos sin deformidades (ya que contiene internamente un comparador). Sin embargo es de utilidad ya que puede graficar hasta 16 señales simultáneamente para compararlas y analizarlas. Existe otro paquete de software, OSP, de gran utilidad y del cual nos auxiliamos para obtener las gráficas restantes.



FALLA DE ORIGEN

101

PM2260 OSP

Por medio del paquete de software PM2260 OSP que combina sus dos fases,

1. Adquisición de datos
2. Software científico ASYSTANT-GPIB

obtuvimos las gráficas citadas, siguiendo la secuencia que se va describir brevemente a continuación:

La señal que deseamos graficar la introducimos a un osciloscopio digital y la almacenamos en la memoria. El aparato tiene interconexión con una computadora donde ha sido cargado previamente el OSP, por medio del cual se toman los datos de la señal en el osciloscopio y se almacena en un archivo. Posteriormente a esto, con el ASYSTANT-GPIB se obtiene la gráfica requerida en base a los datos almacenados y se manda a impresión. Es importante señalar que el paquete puede obtener aparte de la gráfica, el espectro de potencia de la señal.

En las siguientes gráficas se muestran las señales obtenidas, el orden de aparición es como se enuncia abajo:

Gráfica	Título
V.3	Palabra binaria pseudoaleatoria
V.4	Palabra binaria después de la línea de transmisión
V.5	Espectro de la gráfica anterior
V.6	Palabra binaria distorsionada y con ruido
V.7	La señal anterior pero en diferente escala
V.8	Espectro de la gráfica anterior
V.9	Señal de ruido
V.10	Señal de ruido en otra escala
V.11	Espectro de la señal de ruido

Con base en las gráficas podemos concluir que el sistema tiene un buen funcionamiento bajo una restricción, que es el valor de ruido permisible antes de que el sistema comience a cometer errores. El valor máximo de ruido pico a pico, observado en el osciloscopio, es aproximadamente de 1.5 Volts que corresponde a un valor de voltaje RMS de 0.25, sin embargo algunos picos transitorios pueden superar hasta en el doble dicho valor, sin afectar la respuesta del sistema. El efecto que experimentan los bits regenerados para valores de ruido mayores se denomina "hitter", y es debido a que el reloj recuperado comienza a perder su estabilidad. En el caso de que el ruido supere los 3 Volts, el sistema comenzará a tomar decisiones erróneas, esto es razonable ya que el ancho del pico del ruido empieza a afectar las muestras tomadas cuando éste se suma a la señal binaria distorsionada. Cabe mencionar que la RSR mínima tolerable del sistema se determinó a partir de la siguiente expresión :

$$RSR = \frac{V_{\text{pico binario}}}{V_{\text{RMS Ruido}}} \quad RSR = \frac{4.5 V_p}{0.25 V_{\text{RMS}}} = 18$$

$$RSR_{\text{dB}} = 20 \log_{10} 18$$

$$RSR_{\text{dB}} = 25.1 \text{ dB}$$

Con los voltajes de señal y de ruido consignados, calcularemos la probabilidad de error usando una fórmula aproximada para el área de la campana de Gauss.

$$\text{Si } P_{\text{TE}} = 10^{-x}$$

$$(A / \sigma)_{\text{dB}} = 10.65 + 11.42 \log_{10} x$$

despejando x

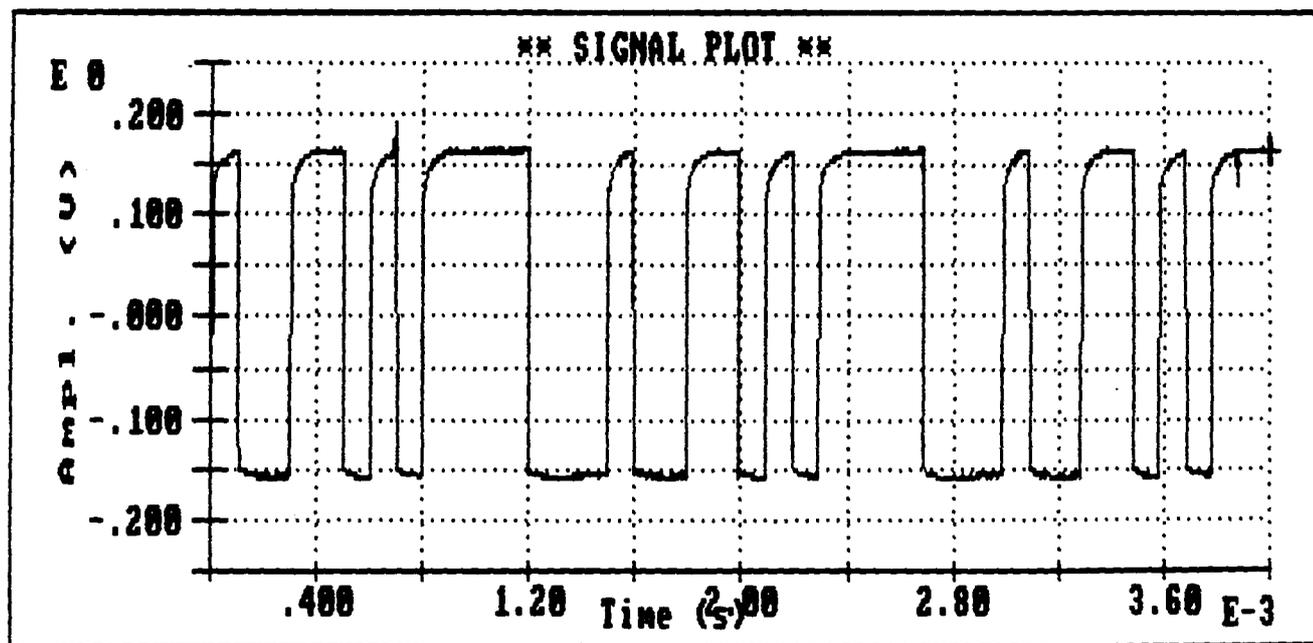
$$20 \log \frac{4.5}{0.25} = 25 \text{ dB} = 10.65 + 11.42 \log_{10} x$$

$$\log_{10} x = \frac{25 - 10.65}{11.42} = 1.256 \quad x = 18$$

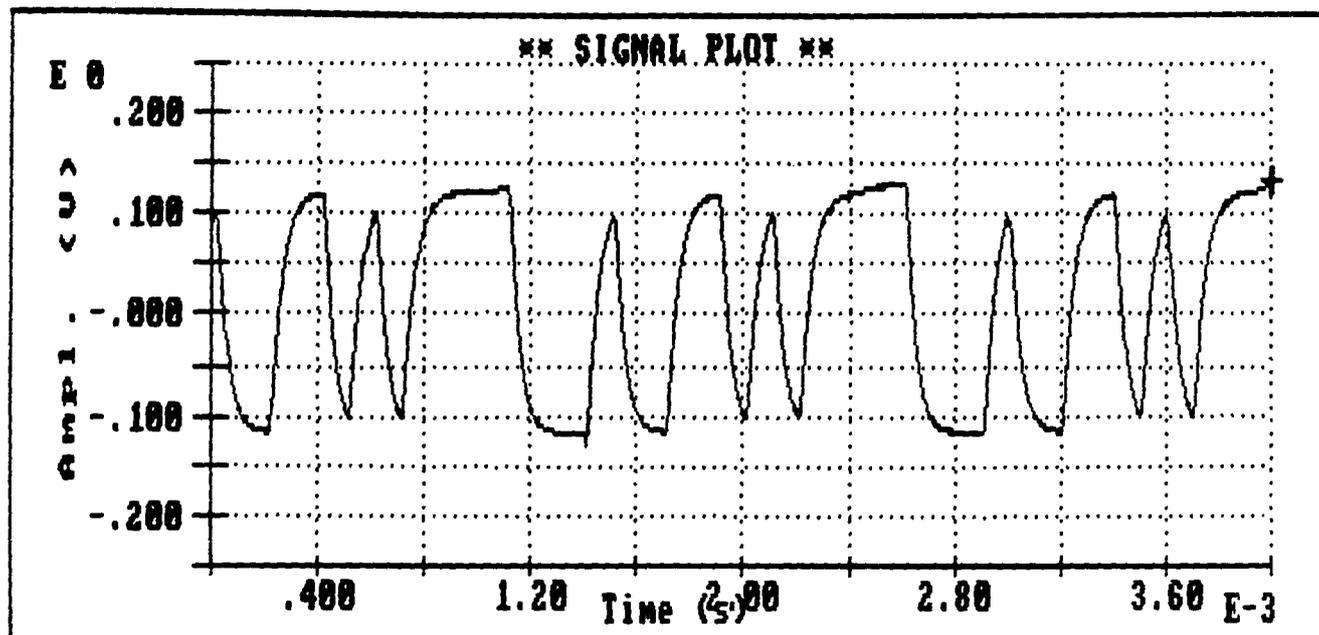
$$\text{Finalmente } P_{\text{TE}} = 10^{-18}$$

o sea un bit erróneo por cada 18 millones de bits transmitidos.

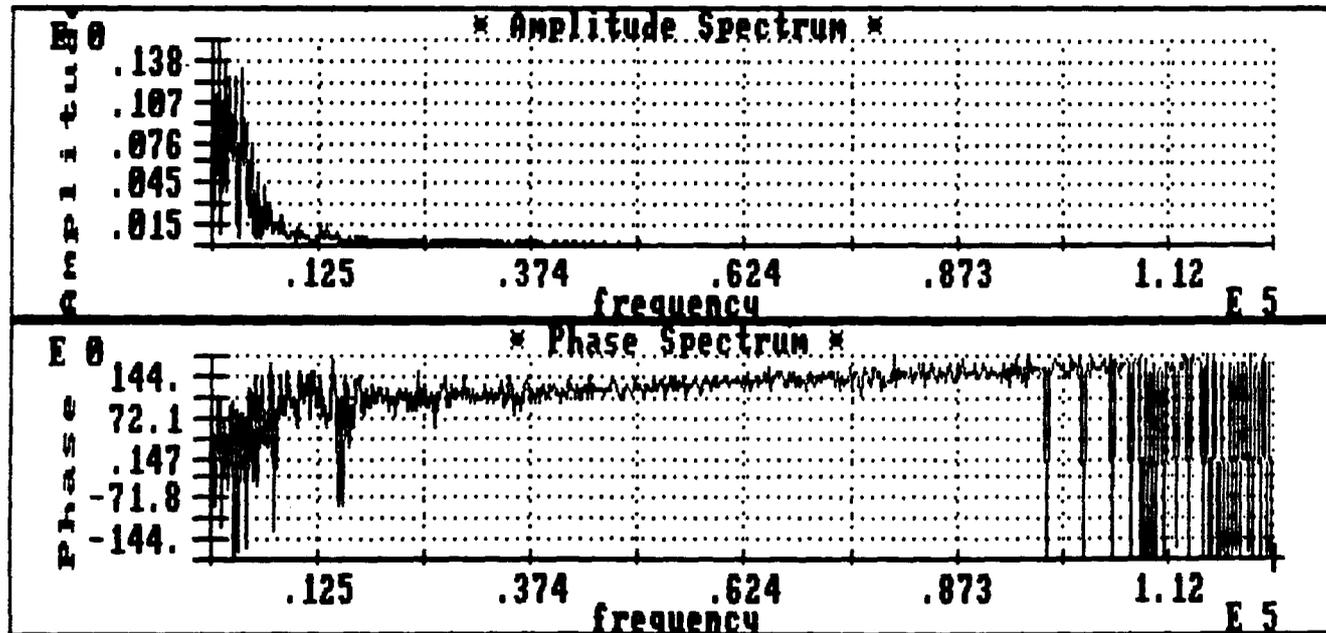
Estas mediciones se realizaron a la entrada del regenerador obteniéndose con ello un parámetro que nos sirve para poder evaluar la confiabilidad del sistema. De esta forma concluimos las pruebas al circuito.



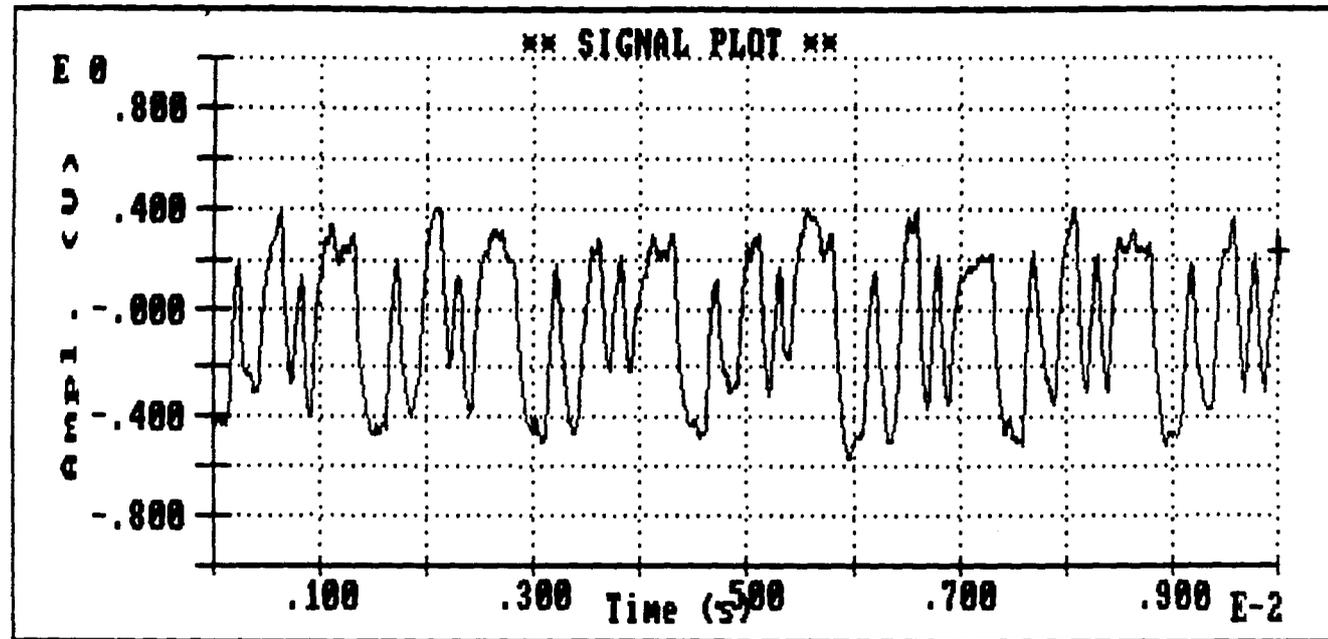
Grafica V.3 PALABRA BINARIA PSEUDOALEATORIA



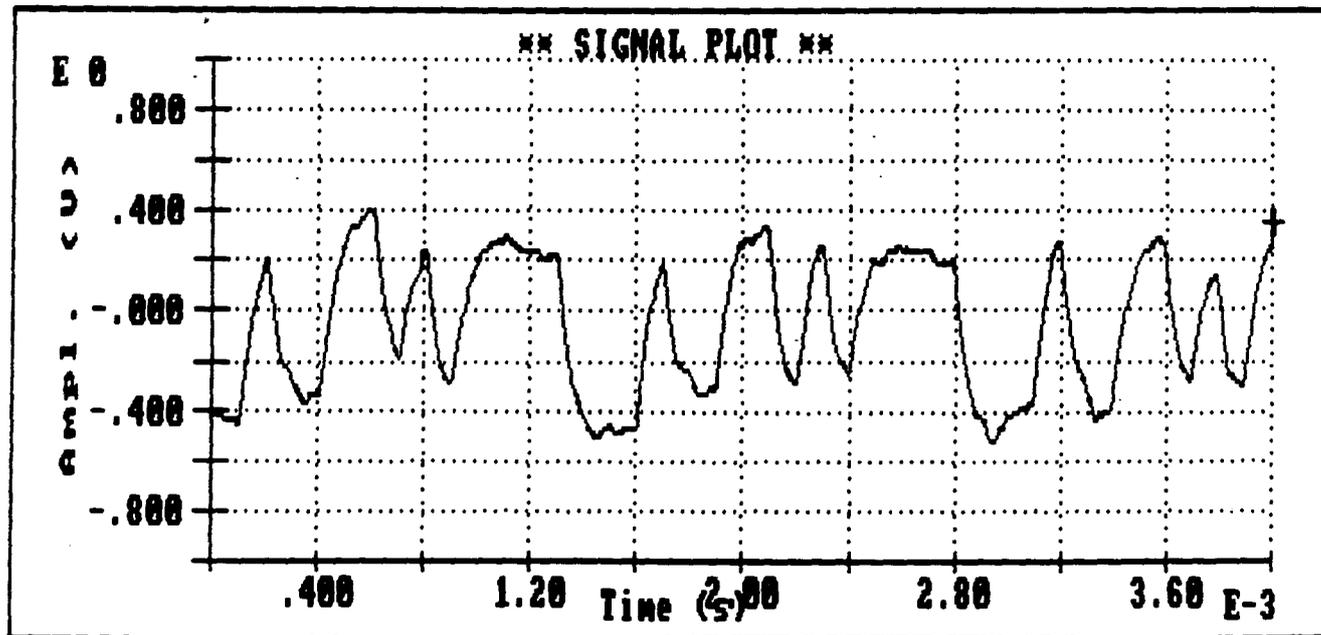
Grafica V.4 PALABRA BINARIA ATENUADA, SIN RUIDO.
(DESPUES DE LA LINEA DE TRANSMISION)



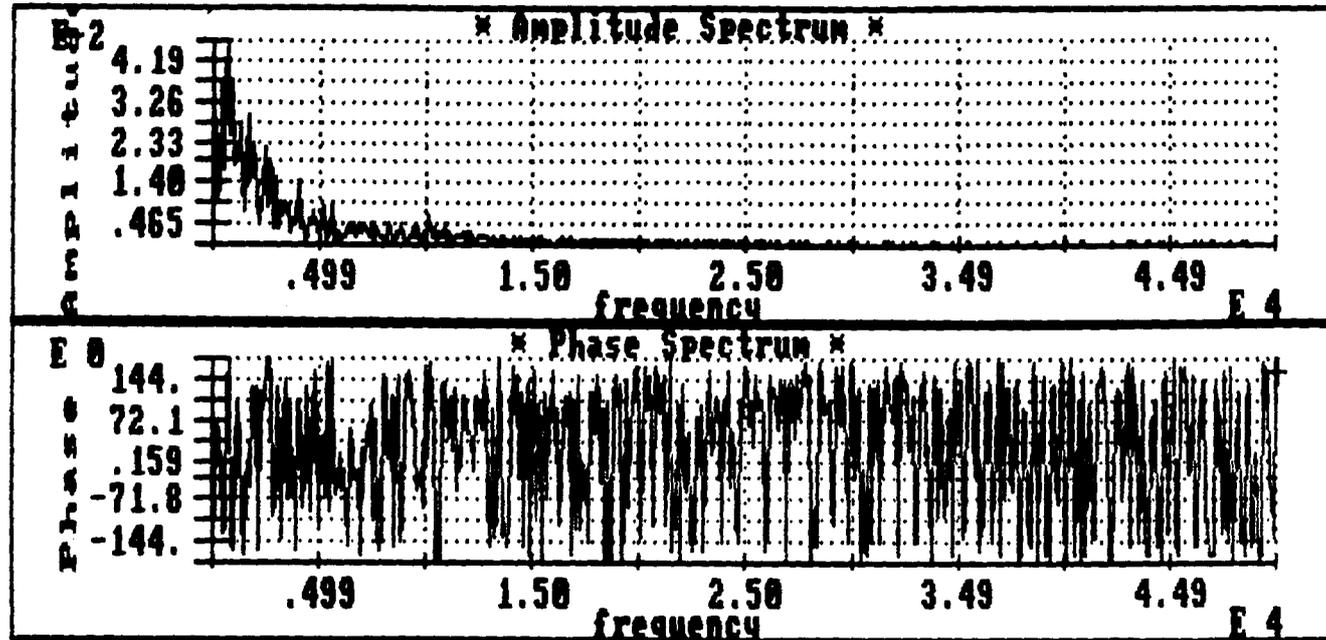
Grafica V.5 ESPECTRO DE LA PALABRA BINARIA
 DESPUES DE LA LINEA DE TRANSMISION
 (SIN RUIDO).



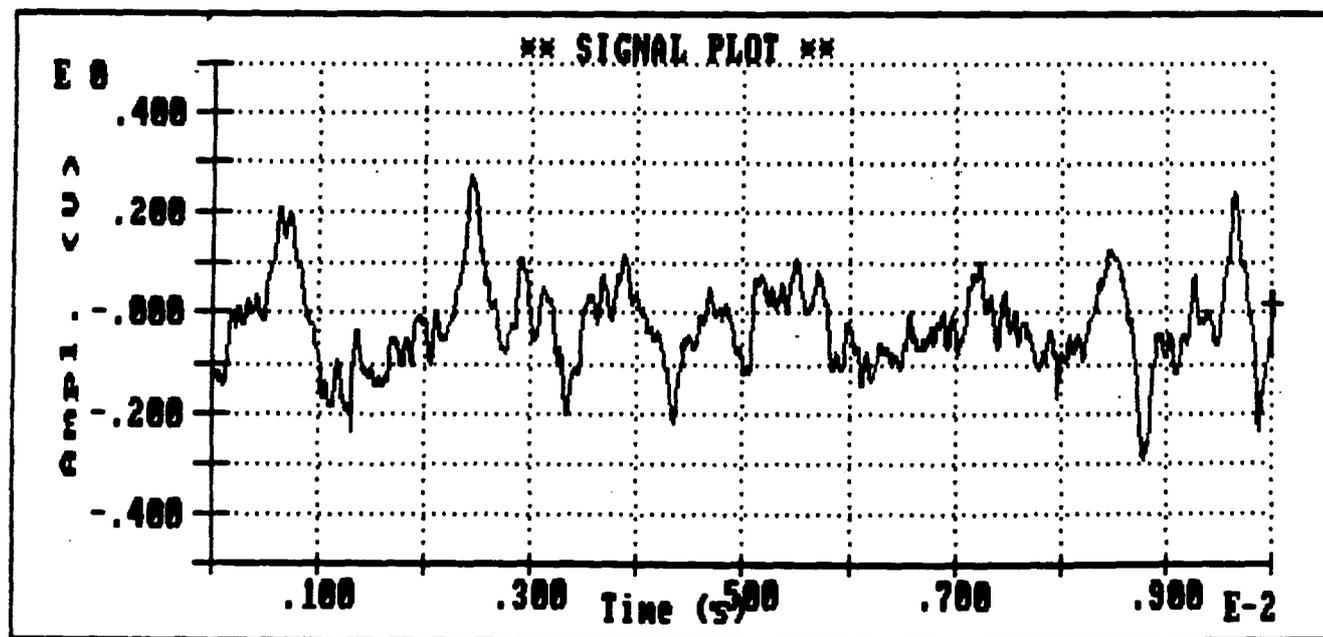
Grafica V.6 PALABRA BINARIA DISTORSIONADA Y CON RUIDO.



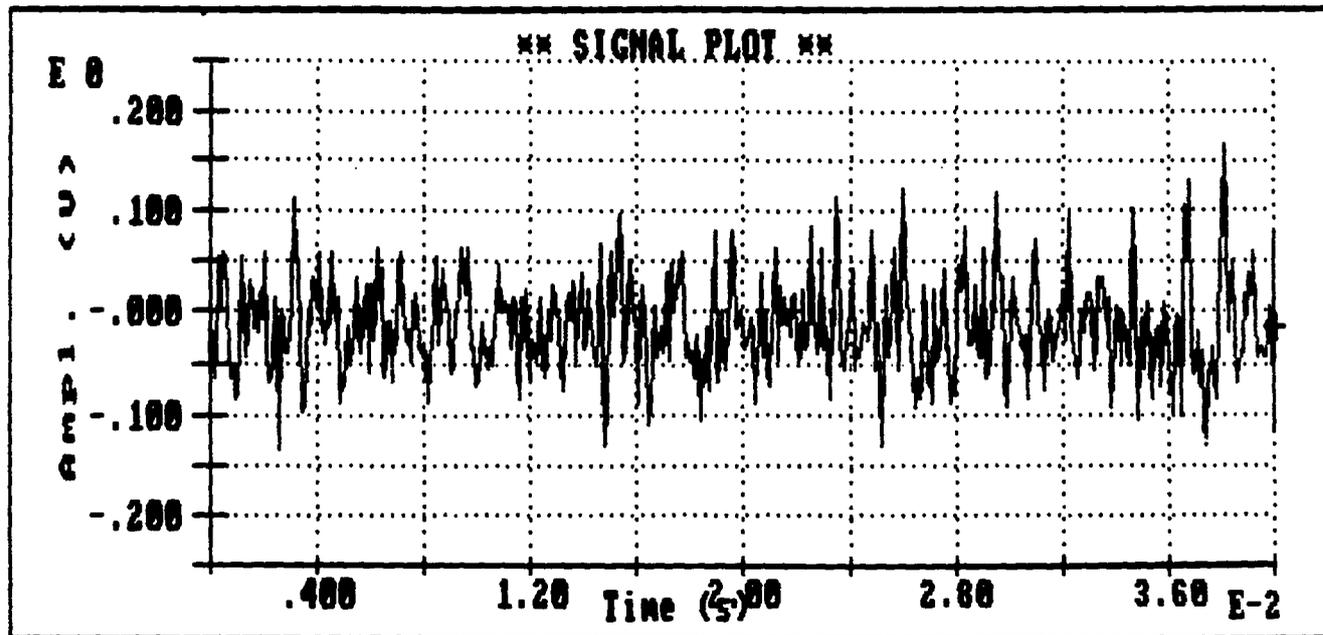
**Grafica V.7 PALABRA BINARIA DISTORSIONADA Y CON RUIDO
(DIFERENTE ESCALA).**



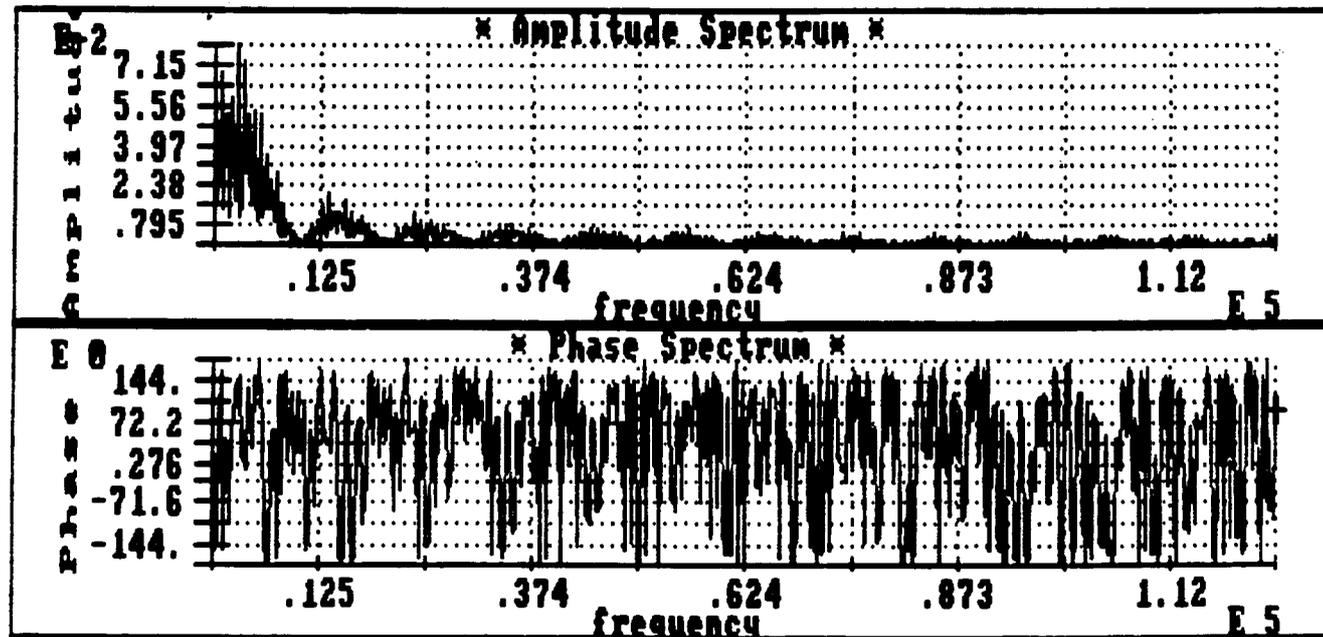
Grafica V.8 ESPECTRO DE PALABRA BINARIA
DISTORSIONADA Y CON RUIDO.



Grafica V.9 SEÑAL DE RUIDO.



Grafica V.10 SEÑAL DE RUIDO (DIFERENTE ESCALA).



Gráfica V.11 ESPECTRO DE LA SEÑAL DE RUIDO.

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

RESULTADOS Y CONCLUSIONES.

La elección de este tema de tesis se hizo en base a las expectativas que el mismo despertó en nosotros ya que sin duda, la transmisión de datos es un proceso cotidiano y de suma importancia en todo sistema de comunicaciones .

La transmisión de datos es un problema gigantesco que nadie considera aún resuelto. Una tesis que intente siquiera plantear el problema de la transmisión de datos es poco menos que imposible. Sin embargo siguiendo los procedimientos usuales en Ingeniería se puede dividir este gran problema en un gran número de pequeños problemas de manera que cada uno de estos sea resuelto por un grupo de especialistas. Esto es aproximadamente lo que se ha tratado de hacer en esta tesis; hemos intentado resolver el "pequeño" problema de devolverle a la señal binaria sus características originales deterioradas por el ruido y la distorsión.

Como sabemos, una de las labores de la Ingeniería consiste en adecuar o modificar sistemas (adaptar tecnología) para realizar óptimamente el proceso requerido. En nuestro caso en particular nos propusimos emplear una técnica diferente a las convencionales para lograr el proceso de regeneración de las señales digitales. No presumimos de haber inventado una técnica; simplemente aplicamos un procedimiento que no está en libros de texto y que sin embargo nos llevó a obtener resultados satisfactorios.

En un principio las perspectivas no eran muy halagadoras, dado que nuestros conocimientos del tema no eran suficientes; sin embargo a medida que nos adentramos en él y conocimos todos los procesos involucrados observamos que era una interesante posibilidad para aplicar las habilidades adquiridas durante toda la carrera. Ya que el diseño y construcción de cualquier tipo de dispositivo o sistema implica una serie de conocimientos y habilidades que deben ser utilizados para lograr el objetivo deseado.

En esta tesis no solo tuvimos que aprender lo concerniente al tema, diseño y construcción del sistema de regeneración, sino además se presentaron una serie de acontecimientos no previstos que implicaron un esfuerzo extra para nosotros, tales como el aprendizaje de diferentes tipos de paquetes de software y manejo de equipo que eran parte esencial para la elaboración y desarrollo del proyecto, por ejemplo el uso de diferentes procesadores de texto, paquetes graficadores, el analizador de estados lógicos, el controlador de osciloscopio, etc.

Una de las principales cosas que aprendimos durante el desarrollo de este trabajo, aparte de lo antes mencionado, fué que es de suma importancia la elección del director de tesis adecuado, que tenga intereses afines a nosotros y que además pueda brindar el apoyo, conocimientos y tiempo que son tan importantes para lograr un buen trabajo. Los conocimientos y experiencia de nuestro director, fueron por momentos un factor determinante para mantener la continuidad del trabajo, ya que hubo etapas críticas en las que nos era difícil seguir avanzando. De hecho el inicio fue una de las fases difíciles ya que no lográbamos el adecuado funcionamiento del generador de ruido pero con tenacidad, decisión y práctica fue esto posible.

Para esta tesis, en la cual la mayoría de los circuitos integrados ya eran "viejos conocidos", hubo otros tantos que no lo eran y por consecuencia tuvimos que aprender su funcionamiento, porque todo conocimiento o aprendizaje nuevo tiene que ser, al menos en la Ingeniería, verificado. Mas aún como bien se dice, al terminar la carrera no se termina el aprendizaje, sino por lo contrario, apenas comienza, pero sin duda alguna esto debe tomarse como un reto y no como un obstáculo el cual nos impide seguir adelante.

Consideramos importante señalar que es satisfactorio el hecho de haber invertido tiempo en un proyecto y ver que este ha rendido frutos; aún cuando este no haya sido el descubrimiento del siglo, sino mas bien la aplicación de conocimiento y habilidades adquiridas durante la carrera pero que efectivamente pueden resolver o dar una alternativa mas a problemas reales.

Comparando ahora las metas propuestas al inicio de este trabajo con los resultados obtenidos podemos decir que se alcanzaron satisfactoriamente, es más no solo se lograron las metas iniciales y las cuales podríamos considerar que eran las fundamentales, también paulatinamente se fueron logrando metas no establecidas pero que estaban implícitas en el trabajo; como un ejemplo de ello podría ser el haber aprendido a trabajar en grupo, que es un aspecto fundamental para un ingeniero en cualquier campo en el que se desarrolle, y que algunas veces resulta un poco complicado.

Las metas iniciales fueron la construcción de un aparato que pudiese realizar el proceso de regeneración de señales y usando para ello una alternativa más a las comúnmente utilizadas, ya que para poder seleccionar debemos tener opciones y esta resultó ser una buena opción, al menos pedagógicamente hablando, porque siendo realistas sería muy aventurado decir que es una solución comercial idónea.

El sistema trabaja como todo en el mundo, bajo ciertas limitaciones.

¿Cuáles son esas limitaciones?

La primera de ellas es el nivel de ruido permisible, que de cualquier forma no solo en este dispositivo sino que en cualquier otro, es un factor esencial para la identificación de la señal en el receptor ya que a medida que se incrementa este a partir del nivel tolerable del sistema gradualmente irá haciendo que se pierda la eficiencia del sistema. Los errores del sistema al regenerar la señal se verán incrementados hasta llegar un momento en que sea imposible el reconocimiento de la misma. La segunda limitación es que este sistema solo trabaja a una frecuencia de 10 Kbauds. Esto no afecta mucho, ya que el principio fundamental empleado es independiente de la velocidad de transmisión.

En resumen podemos decir que las metas fijadas en el desarrollo de este trabajo se alcanzaron con un buen grado de aceptación.

CAPITULO VII

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA.

**CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES
" APLICACIONES Y EXPERIMENTOS"**
Theodore F. Bogard, Jr.
Universidad del sur de Mississippi
Ed. Limusa. 1992.

**DISPOSITIVOS PLL DE FUENTES REGULADAS,
TEMPORIZADORES Y DE TELECOMUNICACIONES.**
Arthur B. Williams.
Ed. McGraw-Hill Book Company 1990

SISTEMAS DE COMUNICACION.
B. P. Lathi
Ed. McGraw-Hill Book Company 1986.

SISTEMAS DE COMUNICACION
Ferrer G. Stremler
Universidad de Wisconsin.
Ed. Fondo Educativo Interamericano. 1985

**COMUNICACIONES Y REDES DE PROCESAMIENTO
DE DATOS.**
Nestor Gonzalez Sainz
Ed. McGraw-Hill Book Company 1987

**MANUAL DE MOTOROLA
HIGH-SPEED CMOS LOGIC DATA.1989**

**MANUAL NATIONAL SEMICONDUCTOR
LS/S/TTL Logic Databook.1989**

**TRANSMISSION LINES FOR DIGITAL
AND COMMUNICATION NETWORKS.
Richard E. Matick
Ed. McGraw-Hill Book Company**

**TRANSMISSION INFORMATION
MODULATION AND NOISE
Mischa Schwartz
Ed. McGraw-Hill Book Company 1985**