

73
2ej

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Facultad de Ingeniería



**TEORÍA Y DISEÑO DE ECUALIZADORES
PARA TRANSMISIÓN DE DATOS**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERA MECÁNICA ELECTRICISTA
ÁREA ELÉCTRICA- ELECTRÓNICA
P R E S E N T A
MARCELA GARCÍA PRADAS

Director de Tesis: Ing. Mario Alfredo Ibarra Pereyra

México, D.F.

mayo 1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, en particular a la Facultad de Ingeniería, con todo mi respeto y admiración por formarme como profesionista, y sobretodo como un mejor ser humano.

A mis padres, por una vida de ejemplo, apoyo, y amor; les entrego este trabajo, testimonio de su esfuerzo por legarme como mejor herencia, mi educación.

A mi hermana¹ quien siempre ocupa un lugar en mis pensamientos, y a mi hermana Ana quien lo ocupa en mis días.

A mis abuelos, primera generación que tuve la fortuna de conocer, por la fortaleza con la que nutrieron mis raíces.

Al Ingeniero Mario Alfredo Ibarra Fereyra, por su infinita paciencia al dirigir mi tesis; y por enseñarme que la electrónica y las comunicaciones, además de apasionantes son divertidas.

A todas mis amigas, algunas desde hace más de veinte años, que comparten conmigo lluvias y estrellas; batallas y treguas; por nuestra fraternidad inquebrantable a lo largo del camino.

A mis compañeros de la carrera, por hacer de mi paso por esta Facultad una experiencia enriquecedora, profunda y alegre.

A los maestros de todas las etapas de mi educación, con el más grande aprecio y veneración por la sabiduría, el aliento y la dedicación con que contribuyeron a forjarme.

A mis compañeros del área de Planeación Estratégica por tolerar el nerviosismo de este difícil proceso que fue la elaboración de mi tesis (porque sin su ayuda y distracciones, probablemente habría terminado esto seis meses antes ☺).

A todos aquellos que, con sus dudas, acicatearon mi voluntad por lograr este paso crucial en mi vida, y cuya confianza, a partir de ahora, espero ganar.

A todos aquellos que no fueron abarcados en ninguna de las categorías antes mencionadas, pero abarcados en mi corazón.

Gracias

TESIS
TEORÍA Y DISEÑO DE ECUALIZADORES PARA
TRANSMISIÓN DE DATOS
961/034

<u>ÍNDICE</u>	<u>PAGINA</u>
I.- Introducción	1
II.- Transmisión digital	
II.1 En banda base	5
II.2 Con modulación	17
III.- Teoría de la ecualización	
III.1 Para señales analógicas	33
III.2 Para señales digitales	40
IV.- El problema del diseño	
IV.1 Planteamiento y posibles soluciones	63
IV.2 Diseño del sistema	67
V.- Construcción del sistema de pruebas	
V.1 Montaje	77
V.2 Pruebas	91
VI.- Conclusiones	94
Apéndice A	97
Bibliografía	103

I.- INTRODUCCIÓN

En el proceso de su evolución, el ser humano se ha ido enfrentando a diferentes problemas que ha debido resolver para cubrir sus necesidades.

Entre los problemas que con más frecuencia ha encontrado, está el lograr transmitir todo aquello que contiene en su cerebro, llámense ideas, pensamientos, noticias, sensaciones, temores, etc.

El primer paso que realizó para efectuar una transferencia de información, fue el desarrollo de su propia voz. Así, comenzó por emitir sonidos básicos, que le sirvieran para denotar gusto o disgusto. Con el tiempo, fue conociendo más acerca de como modular la voz, elevar su volumen o bajarlo según se requiriera y así, empezó a controlar su tono. Finalmente se estableció un lenguaje, que lo diferenciara de los demás animales y que pudieran entender los otros seres humanos con los que conviviera.

De esta manera comenzó una carrera de información, tratando siempre de ir más lejos y llegar a más personas.

Al ir evolucionando el ser humano, sus necesidades y problemas van evolucionando con él. Así pues, a nuestra consideración existen dos casos en los que el hombre no ha podido solucionar sus problemas. Uno es la salud, y el otro es la comunicación.

Haciendo un salto de unos miles de años en los que el hombre descubrió, creó y perfeccionó técnicas de comunicación, nos encontramos hoy en día con que éste problema aún no ha sido resuelto. Por el contrario, se ha vuelto más complejo técnicamente hablando.

Enfocándolo desde el punto de vista de la Ingeniería, si se trata de un problema muy grande, se debe considerar el fragmentar la solución para comenzar a atacar a éste por partes, con lo que se simplificaría la labor.

La comunicación a distancia tiene dos alternativas de solución; utilizando el correo (cartas, paquetes, etc.), o bien mediante un dispositivo eléctrico.

Hablando de dispositivos eléctricos, se han establecido dos grandes ramas de desarrollo en tecnología, y esta son :

- a) Técnicas o procedimientos analógicos
- b) Técnicas o procedimientos digitales

El pensar en una separación total entre estas dos técnicas no es factible, ni conveniente ya que la combinación de ambos sistemas, permite una solución que pudiera llegar a ser óptima.

Sin embargo, las señales digitales poseen ciertas ventajas sobre las analógicas por ser inmunes al ruido y por presentar menos pérdida de información. En este caso se trabaja con dos estados para los datos: alto (1) y bajo (0).

Dentro de la comunicación utilizando señales digitales existe otra gran ventaja: que el receptor sólo debe decidir si lo que le llega es un 1 o un 0, sin importar que estos datos lleguen distorsionados o ruidosos. Aunque también se presenta la desventaja de que el medio de enlace entre el transmisor y el receptor (se trate del espacio o cables de cobre), no acepta "de buena gana" que a través de éste circulen los pulsos binarios, lo que no sucede con las señales senoidales, que son transmitidas con menor problema. Así pues, si se requiere hacer una transmisión digital se tienen dos opciones.

La primera sería obligar o adecuar el medio de transmisión para que pasen los pulsos a través de éste. Y la segunda, convertir los pulsos a señales senoidales antes de transmitirlos, realizando la reconversión de la señal en el extremo receptor, para obtener otra vez la señal binaria.

De cualquier forma, la señal senoidal no sale bien librada del viaje, ya que también es afectada por las condiciones ambientales.

En ambas opciones es necesario modificar las características del medio de transmisión para lograr una adecuada transferencia de los mensajes.

Los dispositivos que efectúan esta adecuación de las señales, se conocen vulgarmente como **ecualizadores**.

Esta palabra no existe en el idioma español; fue tomada del inglés **equalizers** y la traducción directa sería **igualadores** pero ésta no expresa cabalmente lo que queremos dar a entender.

Un nombre más preciso sería el de **correctores** o **compensadores de distorsión**, pero el término es muy largo y poco práctico.

Por lo tanto, siguiendo los usos y costumbres de la ingeniería, en el desarrollo de éste trabajo usaremos la palabra **ecualizador**.

Surge ahora el "pequeño fragmento del gran problema" que se quiere resolver, que consiste concretamente en implementar un circuito ecualizador para señales digitales en su forma binaria. Esto es la meta que se pretende alcanzar en la presente tesis.

Dentro del desarrollo, se incluirá la teoría de los ecualizadores para señales analógicas y para señales digitales y como temas centrales se incluirán:

- a) El problema del diseño.- con su planteamiento, posibles soluciones y diseño del ecualizador.
- b) La construcción del ecualizador.- con montaje y pruebas

En una tesis profesional generalmente el autor pretende demostrar un cierto grado de desarrollo y avance en su área. Para ello, en cualquier disciplina suele plantearse al interesado un problema para que demuestre su capacidad al resolverlo.

A este nivel, si el problema planteado es de gran magnitud el desarrollo no alcanza mucha profundidad.

En cambio, un problema pequeño como el que se presenta aquí, permite hacer un análisis con cierto grado de detalle.

Se espera que las personas a quienes corresponda juzgar éste trabajo, consideren que se ha cumplido con el propósito básico enunciado anteriormente.

II.- TRANSMISIÓN DIGITAL

En este capítulo se expondrán los conceptos básicos referentes a todas aquellas alteraciones que sufren las señales digitales puras (banda base) y las señales senoidales, al viajar éstas a través de los medios de propagación usuales (aire y cobre).

Este tema está íntimamente ligado a la teoría de propagación de ondas en el espacio (Maxwell y demás) y a la teoría de líneas de transmisión. Sin embargo no se desarrollarán estos conceptos porque eso ocasionaría que este trabajo se convirtiera en un libro del tamaño de un directorio telefónico.

II.1. Manejo de señales en banda base

Se le llama comunicación de banda base a la transmisión de señales sin modulación, es decir, tal y como salen de la fuente de información; por ejemplo la señal de salida de un micrófono, o una cámara de televisión o a la que se tiene en un puerto serie de una computadora. El nombre proviene del hecho de que la transmisión en banda base no incluye la traslación de frecuencia del espectro del mensaje que caracteriza a la modulación.

Es costumbre considerar que el transmisor de información es un dispositivo ideal, por lo que todos los problemas que tiene el receptor se originan en el medio de comunicación (aire o cobre).

Para comprender lo que le ocurre a una señal que viaja por un medio de propagación se mencionarán a continuación ciertas características no deseadas del medio.

Una de ellas es la **atenuación**, la cual reduce la potencia de la señal. Si el medio de propagación es un cable de metal, la reducción de potencia se debe al calentamiento del mismo; si la señal se propaga en el espacio, la atenuación se debe a que la señal se dispersa.

La **distorsión** es la alteración de la forma de la señal debida a las características del medio de transmisión. A diferencia del ruido o la interferencia, la distorsión desaparece cuando la señal deja de aplicarse. En teoría, es posible lograr una compensación perfecta, aunque en la práctica, debe permitirse cierta distorsión siempre y cuando su magnitud se encuentre dentro de límites tolerables.

La **interferencia** es la contaminación por señales extrañas, generalmente artificiales y de forma similar a las de la señal con la que se trabaja. El problema surge casi siempre en emisiones de radio, en las que se pueden captar en el receptor dos o más señales simultáneamente.

En transmisión por líneas, a esta interferencia se le llama diafonía.

Para solucionar este problema de interferencia se requiere eliminar de cualquier forma la señal interferente o en todo caso, su fuente.

Por último, hablando del **ruido**, se debe entender éste como señales aleatorias e impredecibles de tipo eléctrico y que son originadas en forma natural dentro o fuera del sistema. Si estas variaciones se agregan a la señal portadora de la información, ésta puede quedar en gran parte oculta o eliminada totalmente. Desafortunadamente, el ruido no puede ser eliminado nunca completamente, ni aún en teoría.

Ahora bien, la característica fundamental de la señales que más preocupa es el **ancho de banda**.

Se tienen dos anchos de banda. El primero, el ancho de banda de la señal, que es el rango de frecuencias en el que se considera contenido el mensaje.

El otro, el ancho de banda del canal de transmisión, es el rango dentro del cual su curva de respuesta a la frecuencia se considera plana.

Para conseguir una comunicación óptima, estos dos anchos de banda deben ser en lo posible coincidentes, lo cual se observa claramente en las siguientes gráficas. (Ambos anchos de banda son coincidentes de manera aceptable desde 350 Hz hasta 1100 Hz)

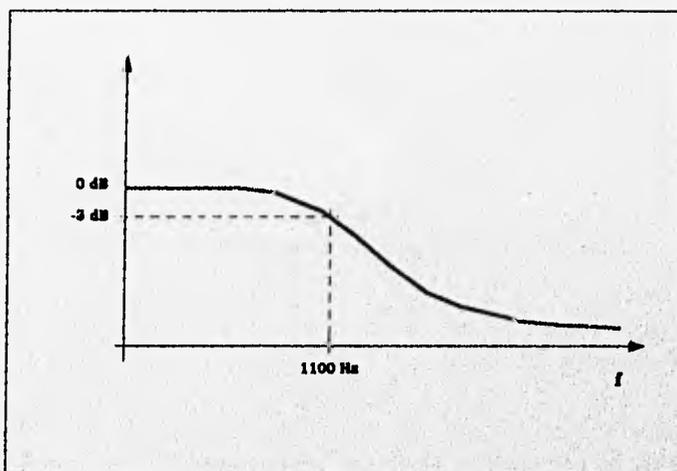


fig. II.1.1.a

Curva de respuesta a la frecuencia de un canal telefónico

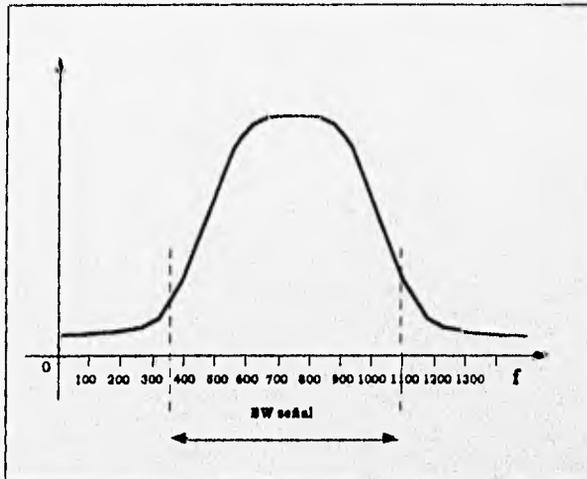


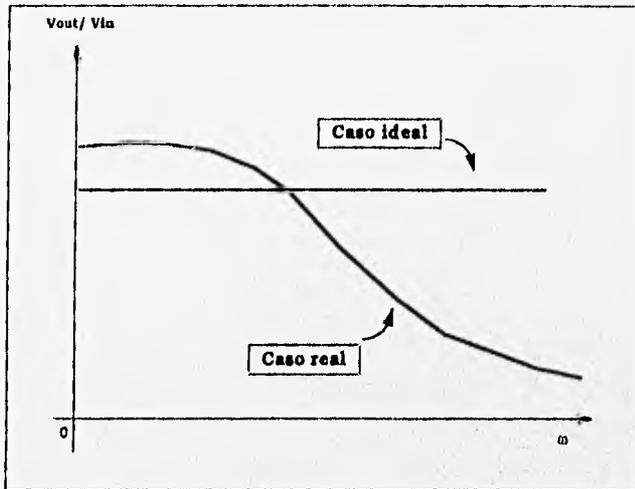
fig.II.1.1.b
Espectro de frecuencias del mensaje a transmitir

Entonces... ¿Cuales son las causas de la alteración de las señales directamente imputables al medio de transmisión?

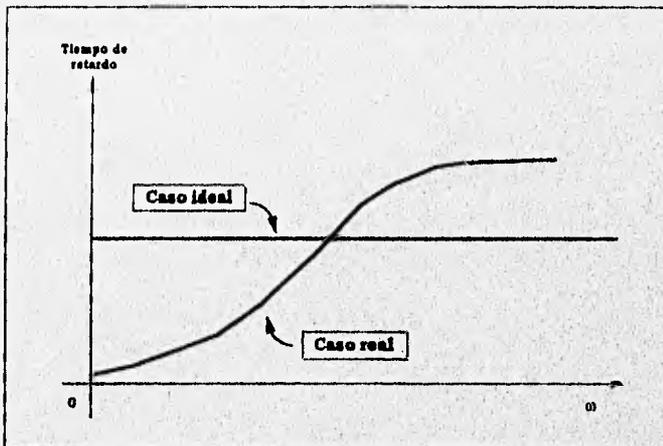
Básicamente son dos:

La ganancia y el retardo, que no son iguales para todas las frecuencias de la señal.

Lo anterior se puede visualizar en las gráficas de la figura II.1.2.



(a)



(b)

fig. II.1.2

(a) Ganancia contra frecuencia

(b) Retardo contra frecuencia

Es evidente que ningún sistema realizable puede responder exactamente como en las gráficas ideales, sin embargo, en la Ingeniería se trabaja siempre bajo el concepto de la mejor aproximación posible.

De esta forma, se puede considerar que dentro de un pequeño rango de frecuencias, las curvas ideales y reales tienen una razonable coincidencia. De modo que si la señal que queremos enviar está contenida en ese pequeño rango del que se habla, podemos considerar que la propagación va a ser la óptima.

Desafortunadamente, esto no es cierto en casos reales ya que el ancho de banda de las señales que se van a manejar excede generalmente al ancho de banda del canal de transmisión.

En la propagación de señales digitales se presenta un factor de gran importancia, el cual consiste en que no es necesario tener a la entrada del receptor una onda idéntica a la que salió del transmisor.

La premisa fundamental es, que basta con que el receptor pueda identificar plenamente los "unos" y "ceros" o los diferentes niveles de voltaje que fueron transmitidos.

Si se consigue lo anterior se habrá recuperado absolutamente toda la información transmitida.

Esto implica que el receptor puede tolerar cierta cantidad de distorsión, atenuación y ruidos en la señal que le llega, con tal que, como se dijo antes, se puedan reconocer los niveles transmitidos.

En general, las señales digitales en banda base, no suelen enviarse a través del espacio por medio de una antena, ya que su rango de frecuencias empieza desde los cero Hz y para transmitir frecuencias tan bajas por una antena se van a presentar problemas hasta la fecha insolubles. Es por ello que la teoría de transmisión de señales en banda base hace uso extenso de la función de transferencia de las líneas de cobre, que sí permiten el paso de bajas frecuencias.

Para la transmisión de señales en banda base existen los llamados **códigos de línea** que son por ejemplo :

NRZ-L.- La característica de este código es que el cambio de nivel de la señal ocurre sólo cuando hay un cambio en el valor lógico (del mensaje), con lo que no es posible distinguir la separación entre unos contiguos o entre ceros contiguos.

Este es el formato que se usa como patrón de referencia o base de comparación para determinar las ventajas o desventajas de cualquier otro código que se pueda utilizar.

La letra *L* en el nombre, se debe a que cada valor lógico tiene un nivel (level en inglés) único y exclusivo y no puede tomar ningún otro nivel.

En este código, si los ceros se representan con cero volts y los unos con +5 volts la señal se llama **unipolar**. Cuando los ceros se representan con voltaje negativo y los unos con voltaje positivo, estamos en el caso de una señal **polar**.

Aquí, cada bit se reconoce por sí mismo sin ayuda de los anteriores, por lo que un error en la identificación de un símbolo, no introduce confusión en la identificación del siguiente. Por lo anterior, se dice que este formato no permite la propagación de errores, pero tampoco tiene capacidad para detectar o corregir errores.

El ancho de banda ocupado por el espectro de esta señal, es en teoría infinito y la probabilidad de los unos y los ceros no afecta el ancho de los lóbulos espectrales.

Ahora bien, si la señal sufre de inversión de fase, el mensaje se pierde, ya que cambia el significado sin que el receptor se dé cuenta de este fenómeno. La estructura de la señal NRZ es igual al derecho que al revés.

NRZ-S.- Este código es muy similar al NRZ-L y la letra *S* significa *Space* (espacio). Ahora la señal cambiará de nivel cuando se presente un cero y no cambiará cuando se presente un uno.

Si los niveles bajos se representan con cero volts, la señal se conoce como **unipolar**. Pero si los niveles bajos se representan con un voltaje de signo contrario al de los niveles altos, se le conocerá como señal **polar**.

En este formato, si el receptor interpreta mal un bit, el error se propaga sólo al siguiente bit. El tercer bit ya puede ser interpretado correctamente. Al igual que en el código anterior tampoco éste tiene capacidad de corrección de errores.

Este código tiene la misma velocidad de transmisión y ancho de banda que el anterior, pero a diferencia del otro, éste es inmune a la inversión de fase, ya que la información no se encuentra en los niveles, sino en los cambios de nivel. Por lo mismo, aún cuando la señal sea invertida, el mensaje se puede recuperar sin problema.

NRZ-M.- Este código es similar al NRZ-S y la letra *M* significa *Marca*.

Este formato se usa cuando se tiene la certeza de que el mensaje contiene mucho mayor cantidad de unos que de ceros. Entonces se estipula que la señal cambia de nivel cuando se presente un uno mientras que se mantiene igual con cada cero.

Este código presenta exactamente las mismas características que el NRZ-S.

NRZ BIPOLAR.- Se le llama también pseudoternario. En este caso se alterna la polaridad de los unos sin tomar en cuenta la presencia de los ceros. Así, la componente de CD es nula ya que el área de la señal arriba del eje de referencia es igual al área de la señal debajo del mismo eje.

No existe propagación de errores y estos son detectables, pero sólo se puede corregir un error cuando se presenta entre varios pulsos correctos ya que de esta forma se puede descubrir la violación a la regla de inversión alternada de marcas.

Este código es inmune a la inversión de fase, no tiene componente de corriente directa, las componentes de baja frecuencia son de magnitud pequeña y el ancho del primer lóbulo espectral (ancho de banda de la señal) es igual a la velocidad de transmisión en Bauds.

RZ UNIPOLAR.- Este código posee una estructura muy sencilla: los ceros se codifican con cero volts y los unos se codifican con voltaje alto, pero sólo durante medio período; en el otro medio periodo el voltaje retorna a nivel cero.

RZ tiene la mitad del área que el código NRZ-L, con lo que su componente de CD será así la mitad. No existe propagación de errores ni capacidad de corrección de ellos.

La inversión de fase de la señal puede ser detectada pero para poder recuperar el mensaje, la señal debe ser invertida de nuevo.

El ancho de banda del primer lóbulo espectral es el doble de la velocidad de transmisión en Bauds.

RZ POLAR.- En este código, los unos tienen un voltaje positivo durante medio período y voltaje cero en el otro medio período. Mientras, los ceros tienen voltaje negativo durante medio período y voltaje cero en el otro medio período.

La componente de directa de la señal prácticamente desaparece, no existe propagación de errores y se tiene una capacidad de detección de errores reducida, ya que sólo se detecta un error si un nivel diferente de cero es cambiado a nivel cero, ya que éste puede durar sólo medio ciclo de reloj.

El ancho de banda del primer lóbulo es el doble de la velocidad de transmisión.

RZ BIPOLAR.- Este código es parecido al anterior, sólo que esta vez se trabaja con inversión alternada de marcas.

Se requieren dos pasos de conversión: primero se pasa el código de NRZ a RZ y finalmente se hace la inversión alternada de marcas. Se trata de una variante del formato NRZ Bipolar en la que los unos contiguos están separados cuando menos por medio periodo, durante el cual la señal vale cero volts. Los ceros se mantienen en nivel de cero volts todo el tiempo.

No se tiene componente de directa y su capacidad para detectar y corregir errores es muy limitada. El ancho de banda del primer lóbulo espectral es igual a la velocidad de transmisión del mensaje. Este código es inmune a la inversión de fase.

BIFÁSICO-L.- La señal binaria cambia de fase según el bit que se va a codificar. La letra *L* significa *Nivel* (level).

Para codificar este formato se sigue la regla: la señal permanece en nivel alto durante el primer medio periodo y regresa a bajo en la segunda mitad para los ceros, y para los unos, la señal permanece a nivel bajo durante el primer medio periodo y pasa a nivel alto durante el otro medio periodo.

Con esta codificación se pueden tener algunas variantes:

- a) Unipolar.- si la parte inferior de la señal está a cero volts.
- b) Polar.- si el eje de referencia pasa a la mitad de la figura y las partes inferiores son negativas.

En este caso no se tiene componente de directa en lo absoluto pero sí existe propagación de errores. La inversión total de fase del mensaje no es detectable y conduce a la interpretación del mensaje al revés. El ancho de banda es el doble que la velocidad de transmisión.

BIFÁSICO-M.- En esta técnica también se codifica con cambios de fase de la señal. La letra *M* viene de *Marca*.

Si se va a codificar un uno, la señal tomará el nivel contrario al precedente durante todo el período. Si se quiere codificar un cero, la señal cambia de nivel al empezar el período y nuevamente cambia de nivel a la mitad del período.

Si la señal es polar, la componente de corriente directa desaparece. No permite la propagación de errores y debido a que siempre debe haber cambio de nivel al inicio del período, estos son detectables.

BIFÁSICO-S.- En este formato, si vamos a codificar un cero, habrá un nivel contrario al precedente durante todo el período. Si se trata de codificar un uno, habrá un cambio de nivel al empezar el período y cambio de nivel de nuevo a la mitad del mismo.

Esta reglas son contrarias a las del código Bifásico-M, aunque sus características son las mismas.

Existen más códigos de línea que los ya mencionados, pero los anteriores son los más utilizados comúnmente y de los que se tiene mayor información, por lo que fueron los que se consideraron para este trabajo.

En la figura II.1.3 se pueden ver en comparación los códigos de línea antes explicados.

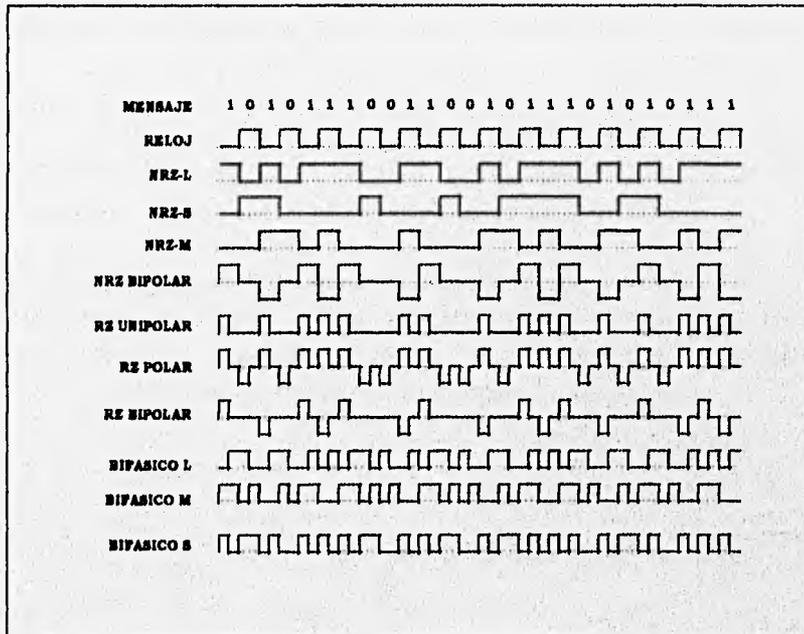


fig.II.1.3
Diferentes códigos de línea
utilizados en la actualidad

II.2. Manejo de señales moduladas

Cuando la línea telefónica restringe severamente el paso de bajas frecuencias (por los dispositivos intercalados), o cuando este paso es prácticamente imposible (propagación por aire), es necesario desplazar las frecuencias de la señal a rangos más altos.

Este desplazamiento se realiza con el proceso de **modulación**. Este procedimiento es altamente empleado no sólo en equipos de radio frecuencia (satélites, radio enlaces, etc.), sino en los dispositivos conocidos como **módems**, de uso muy extendido cuando la distancia entre computadoras rebasa los 100 m., o cuando la velocidad de operación en las máquinas es del orden de los kilo Bauds.

La traslación de frecuencias que se ha mencionado, implica siempre la conversión de la señal binaria a una señal senoidal.

En este proceso se pueden presentar algunas variantes como son :

1. ASK (Amplitude Shift Key).- Este esquema fue uno de los primeros utilizados en modulación digital para telegrafía inalámbrica a principios de este siglo. A pesar de que ya no se usa actualmente por muchas razones, es la forma más simple de modulación digital.

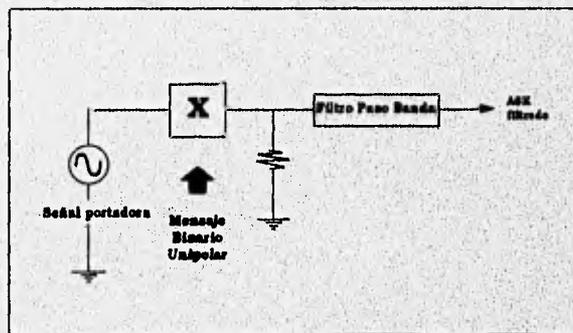


fig. II.2.1

Diagrama conceptual de la modulación ASK

Analizando este proceso a partir del diagrama conceptual de la figura anterior, podemos ver claramente como al multiplicar el mensaje binario por una señal portadora senoidal se consigue trasladar el espectro hasta la frecuencia de la portadora. Lo anterior se debe a una de las características que poseen las señales impulso al trabajar con ellas en modulación.

Por lo tanto, la forma de onda resultante se definirá como:

$$ASK = A \cos \omega_c t x(t)$$

donde

$$x(t) = \text{mensaje binario}$$

Las señales que se obtengan de la modulación ASK dependerán en su forma de onda tanto del mensaje, como de la portadora; ya sea en el dominio del tiempo ó en el de la frecuencia. Así pues, cuando el mensaje consista en un cero lógico, en el dominio del tiempo se observará una línea recta con valor de voltaje nulo mientras que tratándose de un uno, se observará una senolde. Si se habla del dominio de la frecuencia, se notará un espectro de líneas con una envolvente de la forma $|\cos x/x|$ con su eje de simetría colocado en la frecuencia correspondiente a la portadora.

En el dominio del tiempo tenemos:

$$ASK = A \cos \omega_c t x(t)$$

En el dominio de la frecuencia tenemos:

$$F_{ASK} = F(\omega) * X(\omega)$$

El espectro constará de varios lóbulos, de los cuales sólo uno es importante y todos los demás serán filtrados. El primer lóbulo espectral contiene un poco más del 90% del mensaje y será el único considerado al momento de hablar del ancho de banda de la señal. Con lo anterior se obtiene un ancho de banda :

$$BW = 2 VT \text{ [Hz]}$$

donde

VT = velocidad de transmisión.

2. FSK (Frequency Shift Key).- Esta es una forma, relativamente simple, de representación de una modulación digital.

Es muy similar a la modulación en frecuencia convencional (FM), sólo que ahora la señal moduladora es un tren de pulsos binarios que varía entre dos niveles de voltaje discretos en lugar de cambiar continuamente como cuando se trata de una forma de onda analógica.

La expresión general para una señal binaria FSK es:

$$v(t) = V_c \cos \left[\omega_c t + \frac{v_m(t) \Delta \omega_c}{2} t \right]$$

- donde
- $v(t)$ = Forma de onda FSK binaria
 - V_c = Pico de amplitud de la portadora no modulada
 - ω_c = Frecuencia de la portadora en radianes
 - $v_m(t)$ = Señal digital binaria
 - $\Delta \omega_c$ = Incremento de la frecuencia de salida en radianes

De la ecuación anterior se puede observar que con la modulación FSK el pico de amplitud de la portadora (V_c) permanece constante. Sin embargo, la frecuencia de salida de la portadora (ω_c) cambia dentro de un rango igual a $\pm(\Delta \omega_c / 2)$. El incremento de frecuencia es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal binaria de entrada.

Con la modulación binaria FSK, la frecuencia central de la portadora es desviada por los datos binarios de entrada.

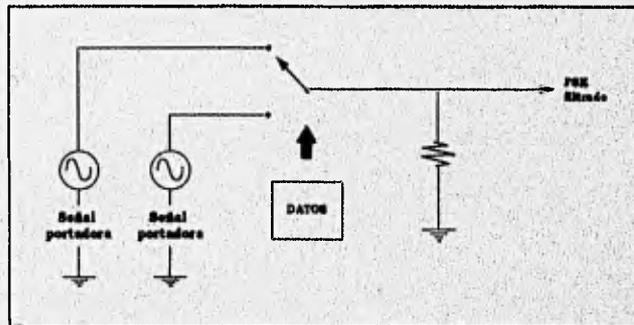


fig. II.2.2

Diagrama conceptual de la modulación FSK

En consecuencia, la salida del modulador FSK es una función en el dominio del tiempo. Mientras la señal cambia de un uno lógico a un cero lógico y viceversa, la salida FSK varía entre dos frecuencias: Una llamada "de marca" o frecuencia de un uno y otra llamada "de espacio" o frecuencia de un cero.

Con FSK existe un cambio de frecuencia a la salida cada vez que cambia la condición lógica de la señal binaria de entrada. Así, el rango de variación a la salida es el mismo que a la entrada.

Como en todos los sistemas electrónicos de comunicación, el ancho de banda es una de las principales consideraciones cuando se diseña un transmisor de FSK. Los moduladores FSK son comúnmente *osciladores controlados por voltaje (VCOs)*.

El rango de variación de entrada más rápido ocurre cuando la señal binaria es una serie de unos y ceros alternados, a lo que se denomina *señal cuadrada*. Por lo tanto, si sólo se toma en consideración la frecuencia fundamental de la señal entrada, la **mayor frecuencia moduladora** será igual a la media del *bit rate* de entrada.

El resto de las frecuencias para el VCO, se determinan de tal forma que queden a medio camino entre las frecuencias de *marca* y de *espacio*.

Una condición lógica de uno a la entrada hace cambiar el VCO de cualquier frecuencia a la frecuencia de *marca* y una condición de cero lógico a frecuencia de *espacio*.

Entonces, como la señal binaria de entrada varía de un uno a un cero lógicos y viceversa, la frecuencia de salida del VCO "brinca" adelante y atrás entre las frecuencias de *marca* y *espacio*.

El ancho de banda de la señal FSK se calcula con la fórmula de Carson:

$$BW_{FSK} = 2(\Delta f_C + VT)$$

3. m-PSK (Phase Shift Key). Esta es otra forma de modulación digital de amplitud constante. Es muy similar a la modulación de fase convencional (PM) sólo que en PSK la señal de entrada es digital, binaria y la salida senoidal tiene un número limitado de fases.

Si se habla de *binary phase shift keying* (BPSK), se tendrán dos fases de salida para una sola frecuencia de portadora. Una de las salidas representa un uno lógico y la otra un cero lógico. Siempre que la señal digital de entrada cambie de estado, la fase de salida de la portadora variará entre dos ángulos que se encontrarán 180° desfasados.

El modulador **BPSK** actuará como un switch de inversión de fase. Dependiendo de la condición lógica de la señal de entrada, la portadora será transferida a la salida ya sea en fase, o 180° fuera de fase respecto al oscilador de referencia de ésta.

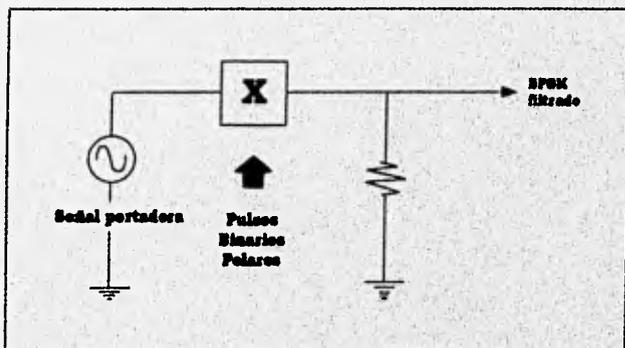


fig. II.2.3
Diagrama conceptual de la modulación BPSK

El diagrama de constelación, que es llamado algunas veces diagrama del espacio de estados de una señal, es similar a un diagrama de fasores excepto que no se dibuja el fador completo. En un diagrama de constelación sólo se muestran las posiciones relativas de los picos de los fasores, por ejemplo en la siguiente figura el diagrama de constelación para BPSK:

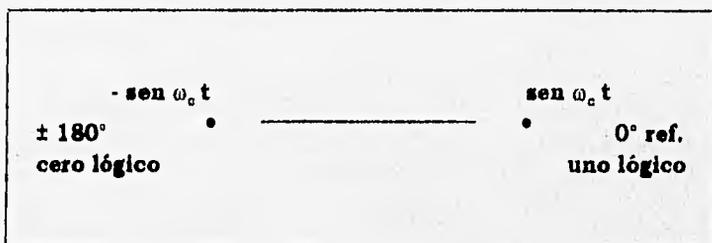


fig. II.2.4
Diagrama de constelación de la modulación BPSK

Para obtener la señal BPSK se requiere un **modulador balanceado**.

Un modulador balanceado es un multiplicador en el dominio del tiempo en el que la señal de salida es el producto de dos señales de entrada. En un modulador BPSK la señal portadora de entrada es multiplicada por los datos binarios en formato polar de manera que el uno lógico corresponde a un voltaje positivo y el cero lógico a un voltaje negativo con lo que se logra el defasamiento de 180° de la señal portadora.

Cuando se habla de modulación m -PSK se trata también de modulación de fase, la m es solamente un dígito que representa el número de posibles fases. En BPSK existen sólo dos posibles condiciones de salida. Una representa un uno lógico y la otra un cero lógico. Tratándose de modulación digital, puede ser ventajoso a veces codificar a un nivel más alto que el binario. Por ejemplo, un sistema PSK con cuatro posibles salidas sería un sistema m -PSK donde $m = 4$; si éste fuera de ocho fases de salida posibles, m sería igual a 8 y así sucesivamente.

Matemáticamente se define como:

$$N = \log_2 M$$

donde

N = número de bits

M = número de condiciones de salida posibles con N bits

La modulación **QPSK** (Quaternary Phase Shift Keying), llamada también PSK de cuadratura ó 4-PSK, es una modulación digital de fase a amplitud constante. Con esto, pueden obtenerse cuatro fases de salida con una sola frecuencia de portadora. Ya que existen cuatro diferentes fases de salida, deben existir cuatro diferentes condiciones de entrada.

Como la entrada digital a un modulador QPSK es una señal binaria (base 2), producir cuatro diferentes condiciones de entrada requiere más de un solo bit. Con 2 bits se obtiene: 00, 01, 10, y 11.

Entonces se dice que cada dato de entrada es una combinación de dos bits llamada dibit. Cada código dibit genera una de las cuatro posibles fases de salida.

Si se observa el diagrama de la constelación se puede ver cómo la separación entre dos fasores adyacentes es de 90° y además se nota cómo la señal puede aguantar un cambio de fase de casi 45° mientras dura la transmisión y aún retener correctamente la información codificada cuando se demodula en el receptor.

Su diagrama de constelación es:

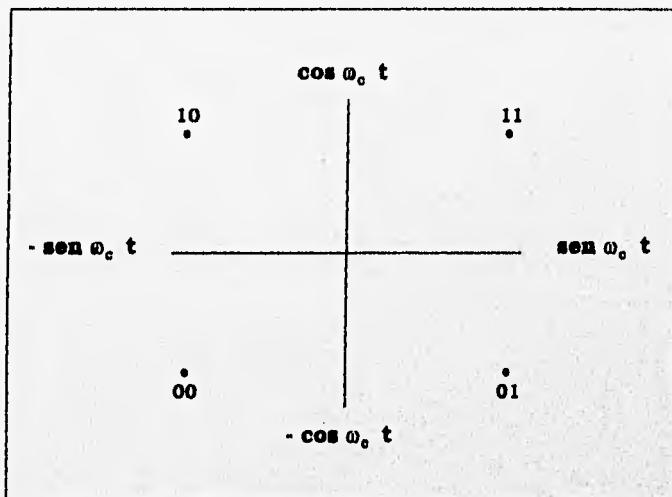


fig. II.2.5

Diagrama de constelación de la modulación QPSK

En QPSK se realiza una compresión de ancho de banda, resultando que el ancho de banda mínimo es menor que el bit rate (velocidad de transmisión) de entrada. Entonces se concluye que el ancho de banda para esta modulación será la mitad de la velocidad de transmisión.

La modulación **8-PSK** (Eight-phase PSK), es una técnica de codificación m-PSK donde $m = 8$. Con un modulador de este tipo existen ocho posibles fases de salida.

Para obtenerlas, los bits de entrada se manejan en grupos de 3 llamados tribits ($2^3 = 8$).

Los bits entran en forma serie a un distribuidor, donde se convierten en una salida paralela de tres canales.

Esta vez, la separación entre dos fasores adyacentes será 45° que es la mitad de QPSK. Una señal 8-PSK podrá aguantar un cambio de fase de casi 22.5° mientras dure la transmisión y mantener intacta la información.

Además, como todos los fasores son de la misma magnitud la condición tribit está contenida sólo en la fase de la señal.

Su constelación es:

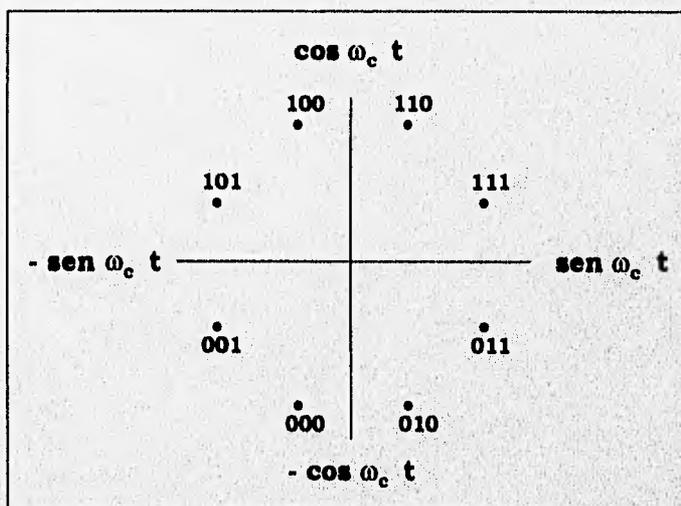


fig. II.2.6

Diagrama de constelación de la modulación 8PSK

Del diagrama de la figura anterior, se puede ver claramente que el código tritbit entre dos fases adyacentes sólo cambia en un bit. Este tipo de código es llamado Gray code o también código de mínima distancia, que se utiliza para reducir el número de errores de transmisión.

Si la señal sufriera durante la transmisión un cambio de fase mayor al permisible, sería confundida con un fador adyacente, y si se utiliza este código, se tendrá un sólo bit erróneo.

El ancho de banda de la señal 8-PSK es dos tercios de la velocidad de transmisión en binario de la señal de entrada.

16-PSK (sixteen-phase PSK) es otra técnica de modulación PSK donde $m = 16$, con lo que existen 16 diferentes fases de salida posibles.

Un modulador de este tipo maneja los datos de entrada en grupos de cuatro bits, llamados quadbits ($2^4 = 16$), cada vez.

La fase de la portadora a la salida cambiará cuando se alimente un nuevo grupo de cuatro bits a la entrada del modulador. En este caso, el ancho de banda es un medio de la velocidad de transmisión.

Con 16-PSK la separación angular entre dos fasores adyacentes es de sólo 22.5° . Así, la señal puede soportar un cambio de fase de casi 11.25° durante la transmisión y seguir manteniendo la información correcta.

Su constelación es :

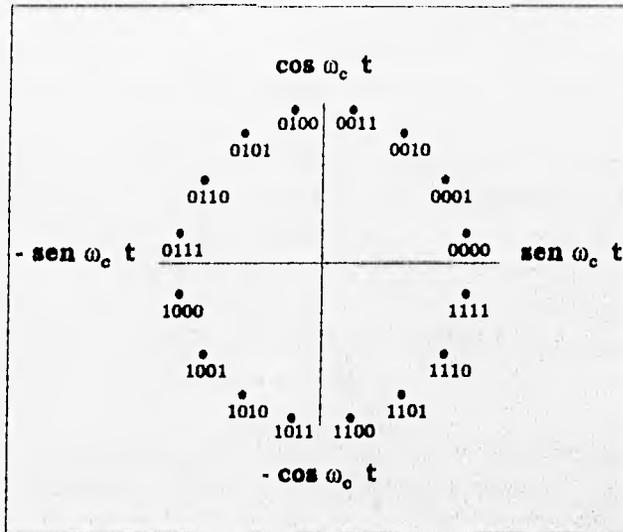


fig. 11.2.7

Diagrama de constelación de la modulación 16PSK

ACLARACIÓN. El ancho de banda teórico de una señal binaria es infinito y el ancho de banda práctico es motivo de una convención. Algunos autores consideran que se debe recortar el espectro a la mitad del primer lóbulo; sin embargo otras personas consideran que se debe tomar en cuenta todo el primer lóbulo espectral, criterio que se seguirá en el desarrollo de esta tesis. De esta forma, el ancho de banda de las señales moduladas en fase se puede calcular con la siguiente expresión:

Para MPSK:

$$BW = \frac{2 VT}{\log_2 m} \text{ [Hz]}$$

4. Combinaciones ASK- PSK .- La modulación **QAM** (Quadrature Amplitude Modulation) es un ejemplo de estas combinaciones.

Esta es una forma de modulación digital donde la información se encuentra tanto en la amplitud como en la fase de la señal portadora.

8-QAM (ocho QAM) es una técnica m-aria de codificación en la que $m=8$, pero a diferencia de una modulación 8-PSK, la salida esta vez no será una señal de amplitud constante.

Ahora bien, si en 8-PSK los datos de entrada se dividen en grupos de tres bits llamados tribits, en 8-QAM se repite el proceso.

En 8-QAM existen dos amplitudes y sólo cuatro posibles fases de salida. El ancho de banda es idéntico al de 8-PSK con lo que se deduce que es de dos tercios de la velocidad de transmisión.

En este caso hay dos diferentes amplitudes transmisibles y ya que éstas no son iguales a las de la modulación 8-PSK, los cuatro niveles que se demodulen en 8-QAM serán también distintos a los de 8-PSK.

La constelación de esta modulación en particular será:

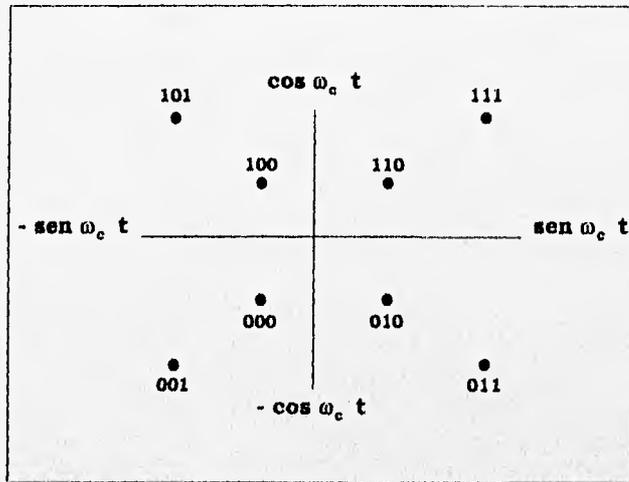


fig. II.2.8

Diagrama de constelación de la modulación 8QAM

En la modulación **16-QAM** $m = 16$ y los datos de entrada se manejan en grupos de cuatro bits, igual que en 16-PSK. De la misma forma que en 8-QAM, la fase y la amplitud de la portadora transmitida, serán variables.

Los bits se distribuyen por cuatro canales; entran en forma serial y salen de éstos en forma paralela. Los convertidores generan un señal de salida de cuatro niveles en donde existen dos polaridades y dos magnitudes diferentes. Habrá entonces, cuatro salidas posibles para cada producto de señales en el modulador.

El ancho de banda de 16-QAM será de un cuarto de la velocidad de transmisión.

Con un modulador 16-QAM existe un cambio en la señal de salida por cada cuatro bits de entrada. También en esta modulación, los moduladores balanceados son multiplicadores y la salida será el producto de dos señales.

La constelación de 16-QAM será:

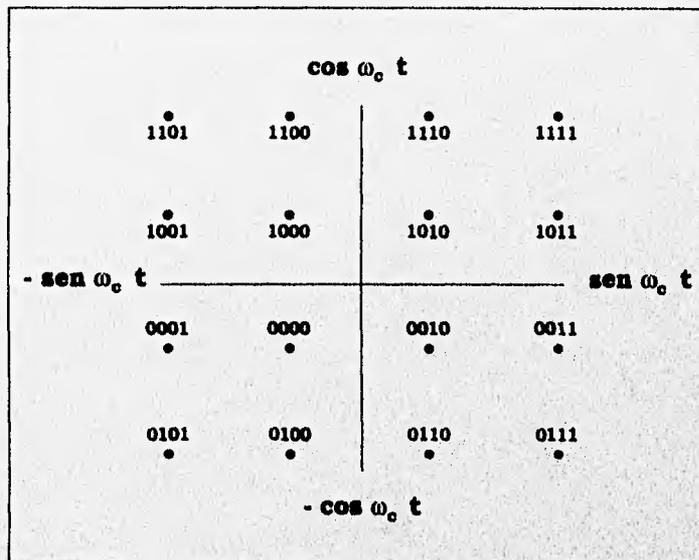


fig. II.2.9

Diagrama de constelación de la modulación 16QAM

Generalmente el proceso de modulación implica una alteración del ancho de banda. En el caso de la modulación ASK, FSK y 2PSK, esta alteración corresponde a un aumento del ancho de banda, y en el caso de 4PSK, 8PSK, 16PSK etc., se tendrá una disminución.

Pero de cualquier manera, siempre será necesario manejar un cierto ancho de banda; sin embargo, debido al hecho que la señal que se propaga es senoidal, el medio de propagación en sí no va a alterar la forma de esta senoide, pero sí modificará su amplitud y su fase. Esto último se debe a que la diferencia de retardos origina un cambio de las fases. El *tiempo de retardo* es el tiempo que tarda una señal en recorrer una unidad de longitud.

III.- TEORÍA DE LA ECUALIZACIÓN

III.1. Para señales analógicas

Se ha observado que para la transmisión libre de distorsión de una señal que posea dos o más componentes de frecuencia, todas las componentes deben ser transmitidas con la misma atenuación (o amplificación) y con la misma velocidad de grupo (retardo constante). Las redes que comprenden elementos capacitivos o inductivos no satisfacen por lo general esta condición.

Una manera de corregir la distorsión de frecuencia en los cables telefónicos, consiste en introducir carga al cable. La carga de los cables es, sin embargo, cada vez menos común, especialmente en las conexiones interurbanas a causa de que la acción de filtro que resulta de la carga impide el uso del sistema para la transmisión por onda portadora.

Otra forma de corregir la distorsión de frecuencia en una red de transmisión, consiste en introducir una red adicional que tenga una característica de ganancia en función de la frecuencia tal que la atenuación conjunta de las dos redes resulte prácticamente independiente de la frecuencia. En muchos casos de transmisión de audio, es suficiente la ecualización de atenuación despreciándose la distorsión de retardo.

La figura III.1.1 muestra gráficamente cómo cumple su propósito el ecualizador de atenuación. La curva No.1 define la característica de pérdida de inserción de un cable terminado en una resistencia de 600Ω . En la curva No.2 se observa la característica de pérdida de inserción de un ecualizador ideal que compensaría exactamente la distorsión de frecuencia del cable, junto con su terminación. La curva No.3 es la pérdida de inserción total del cable y el ecualizador.

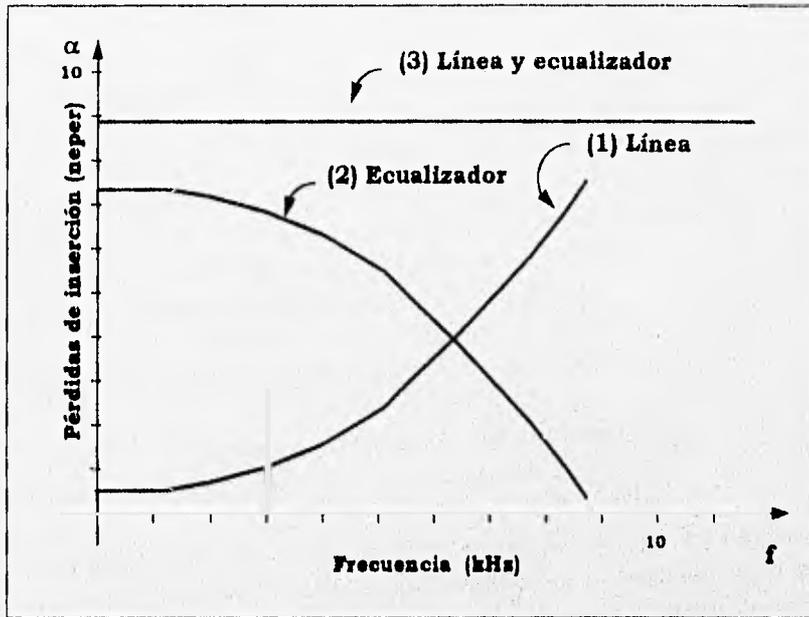


fig. III.1.1
Gráfica de atenuación vs. frecuencia

Los ecualizadores reales no eliminan por completo la distorsión de frecuencia, puesto que no puede hacerse que su pérdida tome los valores ideales sino sólo en un número limitado de frecuencias.

En los casos prácticos es necesario elegir primero la banda de frecuencias sobre la cual es deseable hacer las pérdidas esencialmente constantes. Debe observarse que la pérdida total de la combinación en todas las frecuencias va a ser mayor que la pérdida máxima de la red original dentro de la banda elegida. Por lo tanto, los ecualizadores se utilizan comúnmente en los sistemas junto con amplificadores que sirven para compensar la pérdida introducida por el ecualizador.

Tal como se los aplica a los cables telefónicos, debe hacerse notar una diferencia importante entre los ecualizadores y la carga. La aplicación de carga reduce también la distorsión de frecuencia (por debajo de la frecuencia de corte) y, además, reduce la atenuación en la misma gama de frecuencias. Mientras tanto, el ecualizador puede haber sido diseñado de modo que provea una respuesta más plana y pueda ser conectado a las terminales, las bobinas de la carga deben ser intercaladas a intervalos regulares a lo largo de la línea, por lo tanto, la carga es sólo posible en las instalaciones permanentes.

Claro que es posible utilizar ecualizadores en las líneas cargadas, a fin de lograr algunas de las ventajas de los dos métodos.

En la práctica se encuentran principalmente dos tipos de ecualizadores de atenuación de cuatro terminales:

1. Los diseñados para trabajar entre resistencias iguales del orden de 50 a 600 Ω , es decir, el rango de las impedancias características de las líneas comunes. Estos ecualizadores se utilizan corrientemente para ecualizar la pérdida de transmisión en las líneas.

2. Los diseñados para trabajar entre resistencias baja a alta o alta a alta, pero no necesariamente iguales. En algunos casos, la ecualización puede obtenerse por medio de una red de corrección de dos terminales, pero una red de resistencia constante es más versátil y tiene el método de diseño más directo.

La terminación más simple para una red es una resistencia. Por otra parte, la impedancia de una resistencia es independiente de la frecuencia, excepto por las variaciones secundarias debidas a las capacitancias y las inductancias inherentes a su construcción física.

Si se considera una red terminada en una resistencia, cuyas características de transmisión (pérdida de inserción), han sido determinadas ya sea analítica o experimentalmente, éstas serán no sólo función de la atenuación de la red, sino también de la reflexiones debidas a la falsa adaptación de impedancias, lo que puede ocurrir en cualquiera de los extremos. El ecualizador puede ser diseñado de modo que compense las variaciones, con la frecuencia, tanto de las reflexiones como de la atenuación.

Si una red ecualizadora puede ser diseñada de modo que se insertara sin modificar las condiciones de reflexión, se la podría diseñar enfocando la atención en su característica de atenuación, lo cual es posible gracias a las redes de resistencia constante.

El ecualizador de resistencia constante estará terminado en su impedancia iterativa. Cuando una red está terminada de esta forma, a atenuación y la pérdida de inserción coinciden, lo que representa una gran simplificación en el problema de diseño.

La característica de pérdida de inserción de un cable terminado en una resistencia, puede ser obtenida por medición. Puede entonces diseñarse un ecualizador de resistencia constante de modo que proporcione una característica de ganancia especificada, para lo cual existen ecuaciones disponibles.

Por lo anterior se puede decir que el punto de partida para el diseño del ecualizador es la tabla de datos de pérdida contra frecuencia de la línea obtenida experimentalmente, por ejemplo:

Frecuencia (Hz)	Vin (volts)	Vout (volts)	Pérdidas (dB)
100	10	8.50	1.4116214
200	10	7.00	3.0981392
400	10	5.10	5.8485964
800	10	4.00	7.9588001
1600	10	2.60	11.7005330
3200	10	1.40	17.0774392
6400	10	0.69	23.1343550
12800	10	0.16	35.9176003

Las pérdidas se calculan mediante: $\alpha = 20 \log (V_{in}/V_{out})$ [dB]

A continuación se gráfica y se obtiene el complemento a un valor de pérdida substancialmente mayor, en este caso 40 dB:

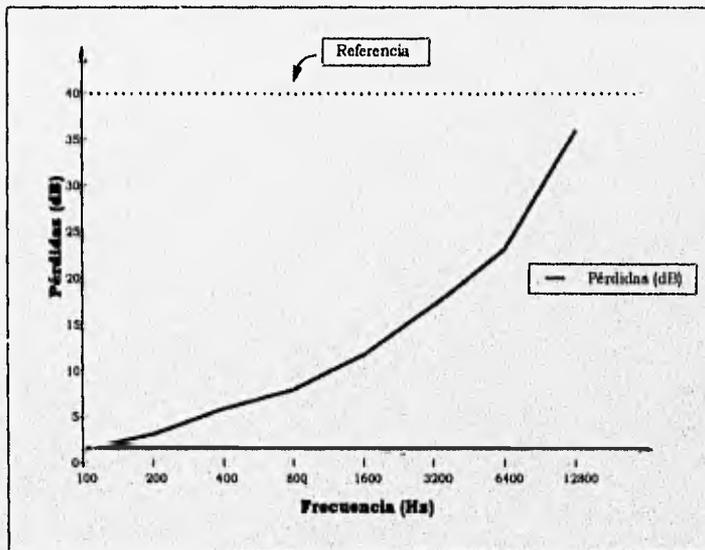


fig. III.1.2
Pérdidas de la línea telefónica

Con lo que se obtiene la tabla de pérdidas del ecualizador y su gráfica:

<i>Frecuencia (Hz)</i>	<i>Pérdidas (dB)</i>
100	38.5883786
200	36.9018608
400	34.1514036
800	32.0411999
1600	28.2994670
3200	22.9225608
6400	16.8656450
12800	4.0823997

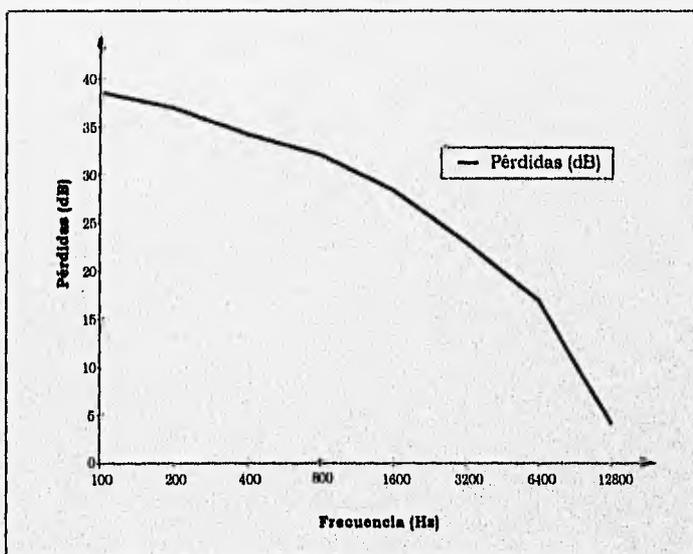


fig. III.1.3
Pérdidas del ecualizador

Una vez obtenidos estos datos, se busca dentro de un catálogo de redes, aquel circuito cuya curva se asemeje más a la anterior.

Con las ecuaciones que acompañan al circuito, se realiza el diseño del mismo.

En el caso concreto de las líneas telefónicas (de cobre) el circuito propuesto es de esta forma:

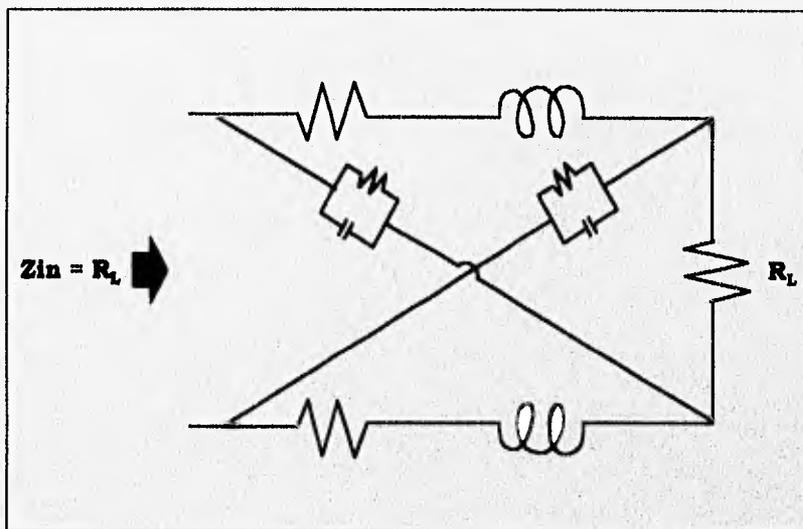


fig. III.1.4
Circuito del ecualizador

Este ecualizador es balanceado, o sea, que ninguno de sus puntos está aterrizado. Lo anterior es lo que se requiere para cables telefónicos, ya que éstos también son balanceados.

III.2. Para señales digitales

La utilización de un ecualizador en la transmisión de datos se realiza con el fin de modificar los pulsos de entrada distorsionados, con lo que se le facilita a un circuito que llamaremos de *decisión* la elección de la secuencia de símbolos correcta con una mínima probabilidad de error.

El circuito de **decisión**, consiste en un circuito específicamente diseñado para que al recibir la información pueda identificar los diferentes niveles de voltaje y restablecer la secuencia originada en el transmisor.

Al hacer una transmisión de información, el transmisor envía una serie de pulsos cuadrados, sin embargo, conforme esta serie viaja por el medio de propagación, va perdiendo energía y su forma de onda al llegar al receptor dista mucho de la forma original, como se puede observar en la siguiente figura.

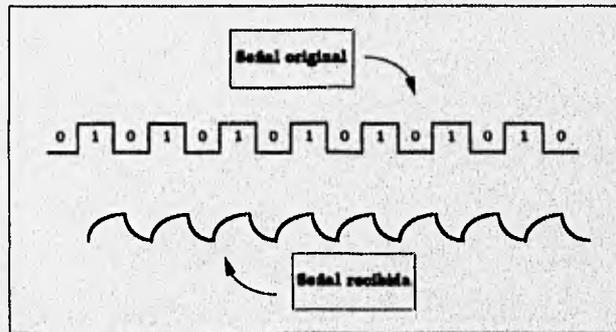


fig.III.2.1

Comparación entre pulsos originales y pulsos recibidos

Esta deformación en los pulsos se debe en gran parte a las características particulares de las líneas de transmisión o del medio en el que se propaguen las señales.

Cuando se recibe una forma de onda como la mostrada anteriormente (fig. III.2.1), puede llegar a existir lo que se conoce como **I.I.S.** o *Interferencia Intersimbólica*. Esta interferencia consiste en una superposición de los niveles de voltaje recibidos.

Esto es, al momento en el que el receptor capta un dato, la transición de un nivel bajo a un nivel alto o viceversa no es inmediata. Es lo suficientemente veloz como para engañar al ojo humano, pero es un hecho que existe un cierto tiempo de *subida* y un cierto tiempo de *bajada*.

Ahora bien, los problemas se presentan cuando en la secuencia de datos enviada existe una alternación constante de niveles. Por ejemplo, si la secuencia fuese 01010101 etc., el nivel alto no consigue alcanzar su punto máximo antes de que "se encuentre" con un cero, con lo que la señal empieza el descenso nuevamente.

Así pues, en este caso los niveles altos no consiguen rebasar el voltaje de umbral establecido, con lo que el circuito de decisión considerará a todos los datos como ceros o niveles bajos. El *voltaje de umbral* será un nivel de voltaje definido a partir del cual el circuito de decisión podrá establecer la diferencia entre los unos y los ceros recibidos.

Otro ejemplo podría ser una serie de varios unos lógicos o niveles altos que preceda a un período de alternación de datos, de la siguiente manera 111101010101 etc. En este caso, debido a que existe una cadena de unos lógicos al principio, el nivel máximo se alcanza con facilidad, pero en el momento en el que la serie comienza a alternar niveles, los ceros que hacen que la señal descienda no consiguen llegar a su nivel mínimo antes de que aparezca el próximo uno.

Por esto, la señal jamás desciende por debajo del umbral con lo cual el circuito de decisión considerará a todos los datos como una serie de unos exclusivamente.

Dado que el circuito de decisión no está diseñado para reconocer este tipo de fenómenos, el ecualizador debe corregir este problema antes de que la señal entre al receptor.

Entonces, de manera ideal, el ecualizador debe asegurar que a la entrada del circuito de decisión lleguen pulsos con nula Interferencia Intersimbólica. Aún más, el ecualizador reducirá los efectos de ruido y de cualquier interferencia en la línea de transmisión. En resumen, el ecualizador actúa como un filtro de características muy especiales.

Para evitar la I.I.S., se transmite un pulso rectangular $f(t)$ como en la siguiente figura:

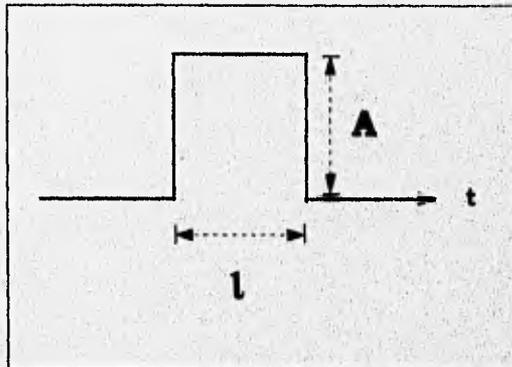


fig. III.2.2
Pulso a transmitir

De modo que:

$$\mathcal{F} f(t) = \mathcal{F} AG_1(t) = A_1 \text{sa} \left(\frac{\omega T}{2} \right)$$

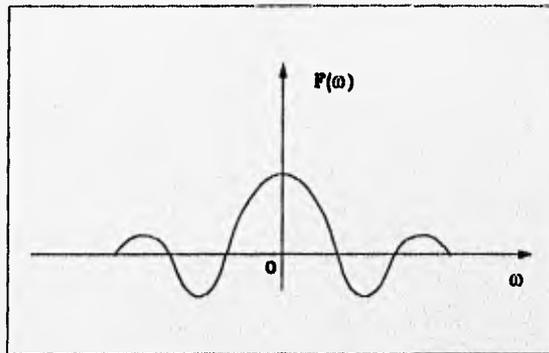


fig. III.2.3

Espectro de frecuencia de un pulso rectangular

El ecualizador debe modificar la forma de los pulsos de manera que estos alcancen los niveles máximo y mínimo, en menos tiempo de lo que dura un bit.

Para resolver este problema, la incógnita será concretamente la función de transferencia del ecualizador, que va a actuar como un filtro pasobajas.

¿Porqué como un filtro? Por que para modificar la forma de cualquier señal, el procedimiento usual es filtrarla (excepto tratándose de una senoide).

¿Porqué pasobajas? Por que el espectro de las señales digitales tiene sus componentes más importantes (potentes) en el rango de las bajas frecuencias.

Utilizando el método de resolución por tanteo o de prueba y error, se podrá empezar por considerar un filtro pasobajas ideal, al cual se le va a alimentar un impulso si la señal binaria es un uno y nada si la señal binaria es cero.

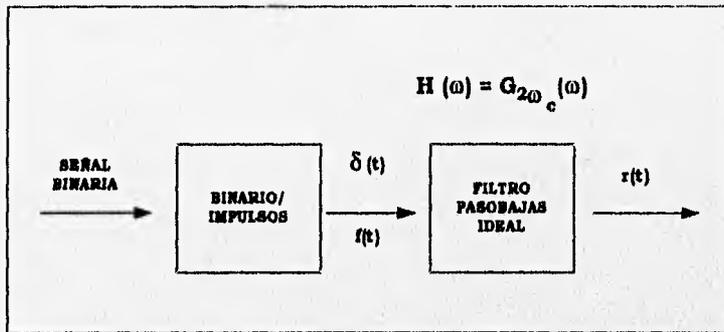


fig. III.2.4
Sistema formador de pulsos sin IIS

Si $f(t) = \delta(t)$

entonces $F(\omega) = 1$

y como

$$H(\omega) = \frac{R(\omega)}{F(\omega)}$$

$$R(\omega) = 1 (H(\omega))$$

$$= 1 (G_{2\omega_c}(\omega))$$

$$R(\omega) = (G_{2\omega_c}(\omega))$$

Por lo tanto:

$$r(t) = \mathcal{F}^{-1}[G_{2\omega_c}(\omega)]$$

de tablas:

$$r(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \text{sa}(\omega_c t)$$

que es lo que sale del filtro cuando se le alimenta un solo impulso.

Lo que se puede graficar como :

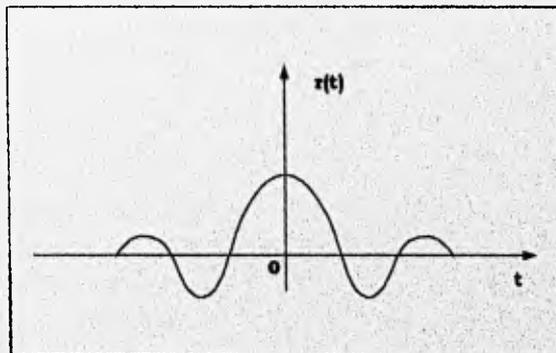


fig.III.2.5
Pulso sin II8

Si el mensaje consiste en la secuencia 101, la señal recibida se verá como en la siguiente gráfica:

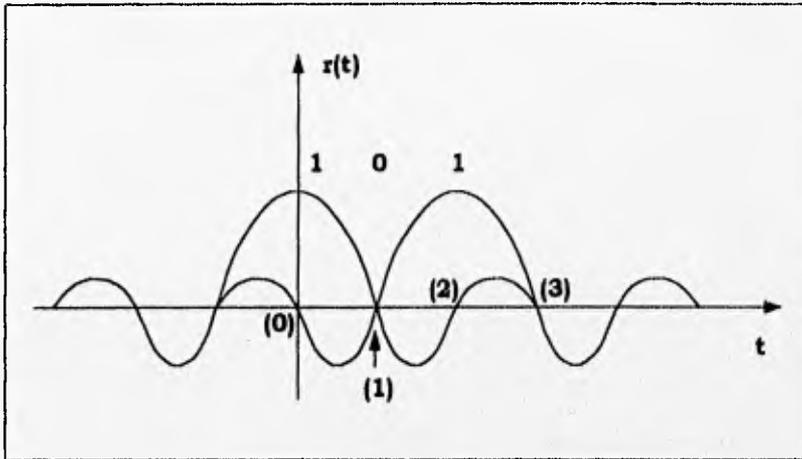


fig.III.2.6
Formas de onda del mensaje 101

Hay que notar que debido al uso del filtro ideal, la respuesta empieza en $t = -\infty$ y termina en $t = \infty$; pero para el primer uno lógico transmitido tiene su máximo voltaje en el instante **(0)**, mientras que cualquier otro uno en ese momento tiene un voltaje nulo.

En cambio, en el instante **(2)**, el único pulso que existe es el segundo uno lógico que se mandó. Finalmente se puede ver que en el instante **(1)** ningún pulso existe y el circuito de decisión del receptor podrá sin dificultad reconocer el cero que se envió.

Es evidente que este procedimiento no puede ser llevado a la práctica porque los circuitos requeridos son ideales. No obstante existen métodos prácticos para modificar la forma de los pulsos de manera que se cumplan las condiciones establecidas con anterioridad.

Los filtros utilizados para ello pueden tener algunas de las gráficas de respuesta a la frecuencia representadas en la figura:

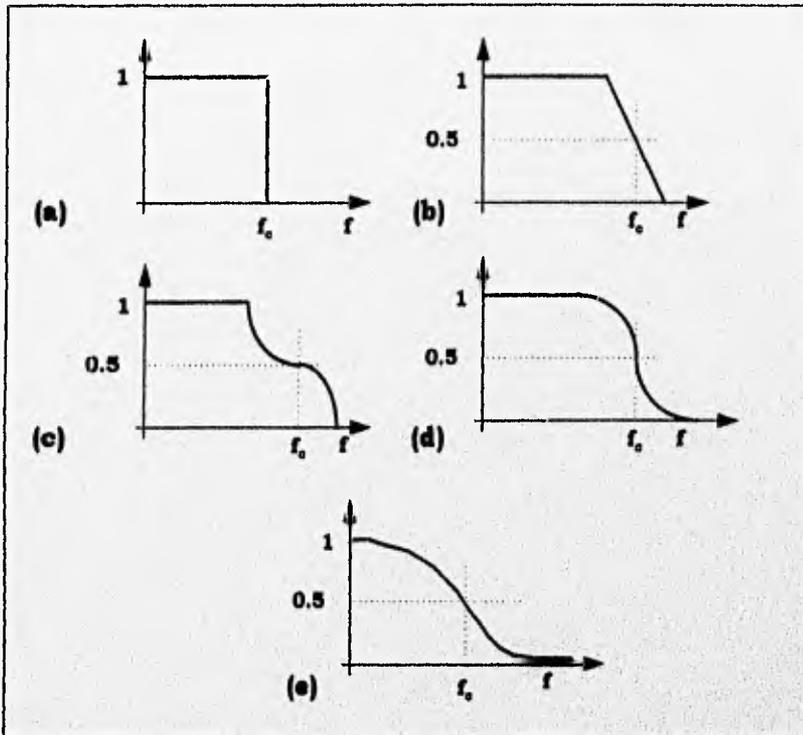


fig.III.2.7

Como se puede observar, la parte decreciente de las curvas tiene simetría impar con respecto a la vertical que pasa por f_c (lo anterior se enuncia sin demostración).

Se puede generalizar diciendo que cualquier filtro que presente una curva decreciente con simetría impar, convertirá un pulso rectangular en una onda con la forma $|\text{sen } x/x|$.

Las gráficas de la figura anterior (fig. III.2.7) son todas físicamente irrealizables, sin embargo, las dos últimas pueden aproximarse en forma bastante satisfactoria. Estas reciben el nombre de *filtro de caída senoidal* y *filtro de coseno elevado*, respectivamente.

La ecuación de la curva de respuesta a la frecuencia de un filtro de coseno elevado es:

$$H(\omega) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{\pi\omega}{2\omega_c} \right] ; |\omega| \leq 2\omega_c$$

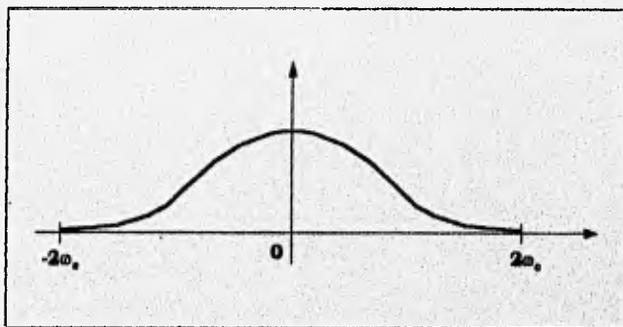


fig. III.2.8
Curva de respuesta a la frecuencia de
un filtro de coseno elevado

Para un filtro de caída senoidal, la función de transferencia tiene la expresión:

$$|H(\Delta\omega)| = \left[\frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{sen} \frac{\pi}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega_x} \right) \right]; |\Delta\omega| < \omega_x$$

$$= 0 \quad ; \quad |\Delta\omega| > \omega_x$$

$$= 1 \quad ; \quad -\omega_c < \Delta\omega < -\omega_x$$

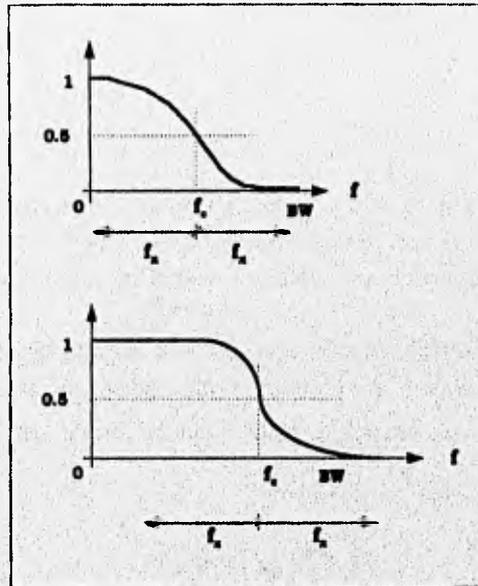


fig. III.2.9

Gráfica de las ecuaciones de los filtros de coseno elevado y de caída senoidal respectivamente

En la gráfica de ambas ecuaciones (fig.III.2.9), se puede observar que para la frecuencia de corte, la ordenada no es $1/\sqrt{2}$, sino 0.5, en contra de lo acostumbrado en los filtros para señales analógicas.

Además se puede observar también el parámetro f_x , que se definirá como la mitad del rango de frecuencias abarcado por la parte descendente de la curva. De lo anterior se puede obtener un parámetro r :

$$r = \frac{f_x}{f_c}$$

de modo que:

$$BW = \frac{VT}{2}(1 + r) \text{ [Hz]}$$

Para el filtro de coseno elevado, $r = 1$ y para el filtro de caída senoidal, está entre cero y uno: sin ser cero por que se trataría entonces de un filtro ideal, y sin ser uno, por que sería un filtro de coseno elevado.

Un poco de álgebra sencilla, nos permite obtener la forma de la señal de salida de estos filtros cuando la entrada es un pulso rectangular. En efecto, si $f(t) = G_1(t)$, entonces su transformada de Fourier es:

$$FG_1(t) = 1 \text{ sa} \left(\frac{\omega t}{2} \right)$$

Multiplicando lo anterior con la función de transferencia del filtro se obtiene la salida en función de ω , de modo que:

$$r(t) = \mathcal{F}^{-1} \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi\omega}{2\omega_c} \right) G_{2\omega_c}(\omega) \frac{1}{2\omega_c} \text{sa} \left(\frac{\omega}{4\omega_c} \right)$$

cuya gráfica se ve como en la siguiente figura:

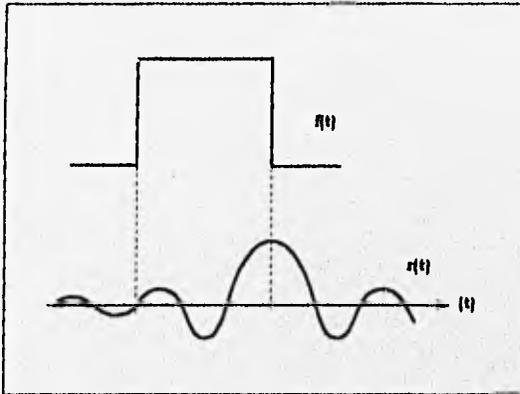


fig. III.2.10
Gráfica de la función de $r(t)$

En la que se puede notar que existen más cruces por cero que en la respuesta del filtro ideal que se mencionó con anterioridad.

Finalmente, el diseñador del sistema de transmisión de datos puede escoger la r del filtro entre los valores de cero y uno, teniendo en cuenta que para $r = 0$ deberá obtener un filtro ideal con un ancho de banda de $BW = VT/2$ y, para $r = 1$ el filtro será de coseno elevado con un $BW = VT$.

Esta teoría tiene un "pequeño" problema oculto consistente en que, la señal binaria tiene que atravesar el filtro y el cable de cobre que también tiene una función de transferencia, que según se sabe, se va a multiplicar por la del filtro, desvirtuando así el trabajo de este último.

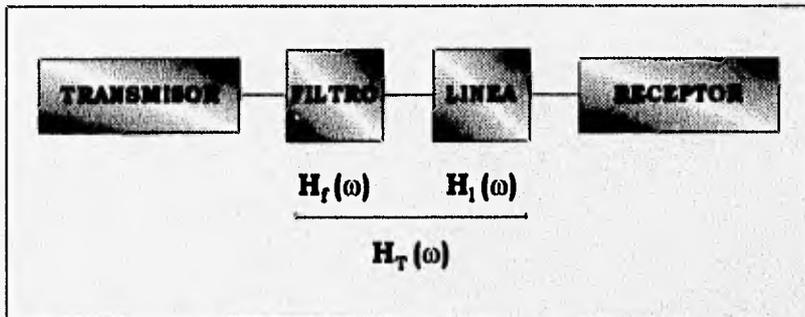


fig. III.2.11
Componentes en un sistema para
transmisión de información

Entonces:

$$H_T(\omega) = H_f(\omega) * H_l(\omega)$$

La solución a este conflicto, es lograr una $H_f(\omega)$ tal que al multiplicarla por $H_l(\omega)$ dé como resultado una $H_T(\omega)$ de caída senoidal.

Por lo tanto:

$$H_r(\omega) = \frac{H_i(\omega)}{H_r(\omega)}$$

Debido a que la comunicación entre dos equipos frecuentemente hace uso de diferentes líneas, $H_i(\omega)$ tendrá algunas variaciones, por lo que $H_r(\omega)$ deberá ser ajustable, para acomodarse a tales cambios. De ahí su nombre de ecualizador.

El objetivo de esta tesis es entonces, diseñar un ecualizador que consiga minimizar en lo posible la IIS (Interferencia Inter Simbólica) y reducir al mismo tiempo el ruido, aún y cuando existan variaciones en las características de un canal de transmisión, sin perder de vista que lo más importante es el primer problema mencionado.

Lo que normalmente se aconseja, es hacer del ecualizador un filtro que sea ajustable para compensar las características no ideales del canal. El ecualizador se puede incluir en el transmisor, en el canal, o en el receptor. En este caso se incluirá en el receptor.

Ningún ecualizador compensa en su totalidad todas las imperfecciones del canal, pero sí es posible conseguir una ecualización aceptable si el ecualizador está bien diseñado.

El filtro transversal es un diseño de ecualizador bastante recurrido para este efecto dada su versatilidad y sencillez de construcción. Este filtro consta de una línea de retardo derivada a intervalos de T segundos siendo éste el intervalo de símbolos o duración de un bit, de la corriente de pulsos de entrada.

La salida de cada derivación, esta ponderada por un factor de ganancia variable del tipo a_n . Así, todas las salidas (ponderadas) se suman para formar la señal de salida del ecualizador. Esto se puede ver en la siguiente gráfica.

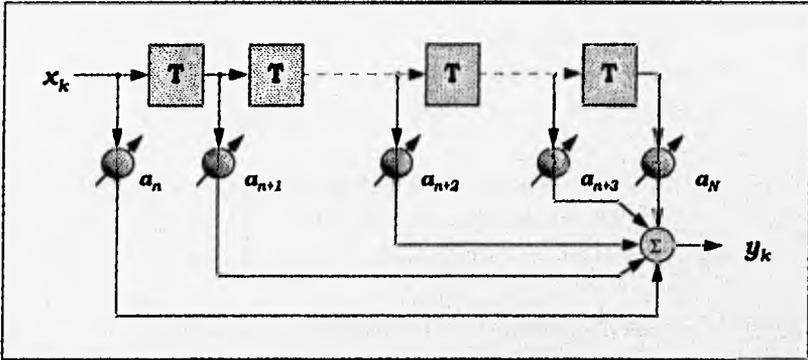


fig. III.2.12

Diagrama de bloques de un ecualizador transversal

Si existen N derivaciones a_n , con $N-1$ retardos T , habrá entonces que medir el pulso sin ecualizar en $2N-1$ puntos. Para poder ajustar los valores de las ponderaciones a_n , la entrada al ecualizador estará representada por :

$$x(kT) = x_k$$

y la salida correspondiente por :

$$y(kT) = y_k$$

Con lo anterior, se puede establecer un sistema de $2N+1$ ecuaciones, de las cuales no todas son utilizadas, como se anota a continuación para el caso particular de 5 derivaciones y 5 instantes de muestreo en la señal:

$$\text{Para } k = 0: y_0 = x_4 a_1 + x_3 a_2 + x_2 a_3 + x_1 a_4 + x_0 a_5 = 0$$

$$\text{Para } k = 1: y_1 = x_5 a_1 + x_4 a_2 + x_3 a_3 + x_2 a_4 + x_1 a_5 = 0$$

$$\text{Para } k = 2: y_2 = x_6 a_1 + x_5 a_2 + x_4 a_3 + x_3 a_4 + x_2 a_5 = 1$$

$$\text{Para } k = 3: y_3 = x_7 a_1 + x_6 a_2 + x_5 a_3 + x_4 a_4 + x_3 a_5 = 0$$

$$\text{Para } k = 4: y_4 = x_8 a_1 + x_7 a_2 + x_6 a_3 + x_5 a_4 + x_4 a_5 = 0$$

(III.1)

En este sistema, las literales x_k son los valores de voltaje del pulso sin ecualizar que se mencionaron en el párrafo anterior y las literales a_n son los valores de las ponderaciones (incógnitas del sistema de ecuaciones).

Esto corresponde al diagrama de bloques de la figura siguiente, en el que no se ha incluido el "mecanismo" para mover o ajustar los potenciómetros:

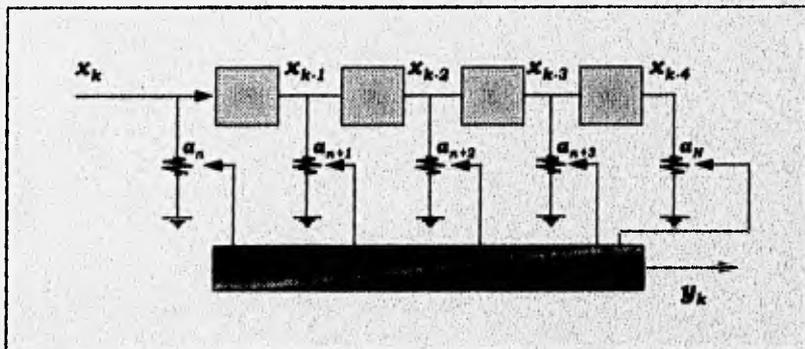


fig. III.2.13

Diagrama a bloques del sistema

En lo anteriormente escrito, se puede observar que todas las ecuaciones están igualadas a cero menos una, lo que implica que la salida del sumador se forzará a cero en todos los instantes excepto en el que la salida será máxima.

$$y_k = \sum_{n=-N}^N x_n a_{k+n} \quad \left[\begin{array}{l} = 1 \text{ si } k = 0 \\ = 0 \text{ si } k \neq 0 \end{array} \right.$$

El algoritmo propuesto no garantiza una LIS nula fuera del intervalo de muestreo, sin embargo, podemos confiar en que ésta no exista ya que las señales generalmente decaen como $|\text{sen } x/x|$.

Cuando el ecualizador va a trabajar en líneas de diferentes características, debe haber un sistema electrónico que automáticamente reajuste las ponderaciones antes de que se inicie la transmisión de datos.

Se suelen estudiar dos métodos de ajuste de ecualizadores. El primero es el método de ajuste de un ecualizador de prefijado, el cual usa pulsos de prueba ampliamente separados para así ajustar las ponderaciones de las derivaciones antes de la transmisión de datos. La figura siguiente muestra un diagrama simplificado de un ecualizador de prefijado de tres derivaciones.

Para el ajuste del ecualizador con el método de prefijado, es necesario que el transmisor envíe pulsos de prueba antes de iniciar la emisión del mensaje, mismos que llegarán evidentemente distorsionados a la entrada del ecualizador.

Comenzando el ajuste de las ponderaciones, los cursores de los potenciómetros deberán estar hasta el extremo superior, de manera que las muestras tomadas a la señal corresponderán a los valores x_{k+n} que se tienen a la salida de las etapas de retardo.

Es entonces cuando el dispositivo de control del ecualizador deberá resolver el sistema de ecuaciones III.1 para obtener los valores a_n . Disponiendo de estos valores se podrá hacer el ajuste de las ponderaciones a_n desplazando los cursores hasta que se obtengan las magnitudes calculadas.

Des esta forma, la salida y_k tendrá la magnitud 1 en el instante en el que el voltaje del pulso de entrada sea máximo, y 0 en los demás instantes prefijados.

Una vez ajustados los cursores, el receptor espera la llegada del siguiente pulso de prueba para verificar que el ajuste haya sido realizado adecuadamente. Después de varias pruebas de este tipo, y de sus correspondientes ajustes finos, el sistema se encuentra listo para operar.

El proceso de ajuste debe realizarse a menudo, ya que las características eléctricas de la línea de cobre pueden variar con las condiciones ambientales y por supuesto es forzoso realizar el proceso previo al inicio de la transmisión de un mensaje.

ACLARACIÓN: Los potenciómetros no son los típicos dispositivos de ajuste manual, sino que deben ser implementados a base de elementos activos tales como transistores o amplificadores operacionales cuya ganancia o señal de salida pueda ser variada en función de un voltaje o una corriente de control.

El segundo método de ajuste de las ponderaciones en un ecualizador transversal es, minimizar el error cuadrático medio entre la secuencia de salida y una secuencia conocida (o deseada).

Para investigar un criterio de la minimización cuadrática media, se tomará una secuencia de pulsos $x(kT)$ que es la señal de entrada, una secuencia de pulsos de referencia $c(kT)$ y la salida de un filtro transversal $y(kT)$. Definiendo un error $e(kT)$ como la diferencia entre $y(kT)$ y $c(kT)$, se tiene:

$$e(kT) = y(kT) - c(kT)$$

El error cuadrático medio para K muestras es

$$\bar{e}^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [y(kT) - c(kT)]^2$$

Para un ajuste óptimo:

$$\frac{\partial \bar{e}^2}{\partial a_n} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K [y(kT) - c(kT)] \frac{\partial y(kT)}{\partial a_n} = 0$$

Pero:

$$y(kT) = \sum_{n=-N}^N a_n x_{k-n} = \sum_{n=-N}^N a_n x(kT - nT)$$

Entonces:

$$\frac{\partial y(kT)}{\partial a_n} = \sum x(kT - nT)$$

$$\frac{\partial \bar{e}^2}{\partial a_n} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K [a_n x(kT - nT) - c(kT)] x(kT - nT) = 0$$

$$\frac{2}{K} \sum_{k=1}^K [a_n x(k - n)T - c(kT)] x(k - n)T = 0$$

De donde se obtiene:

$$\sum x(k - n)T x(k - n)T = R_x(nT)$$

Término conocido como **autocorrelación**

Así mismo

$$\sum c(kT) x(k - n)T = R_{cx}(nT)$$

término conocido como **correlación cruzada**.

Entonces:

$$\frac{\partial \bar{e}^2}{\partial a_n} = [a_n R_x(nT) - R_{cx}(nT)] \frac{2}{K} = 0$$

Finalmente

$$a_n R_x(nT) = R_{cx}(nT)$$

$$a_n = \frac{R_{cx}(nT)}{R_x(nT)}$$

Con esto, quedan despejadas las incógnitas que en éste caso son las ponderaciones a_n . Sin embargo, ahora se necesitan dos sistemas paralelos para obtener, del primero las ponderaciones y del segundo la señal ya corregida. Esto se ve más claramente en la fig.III.2.14.

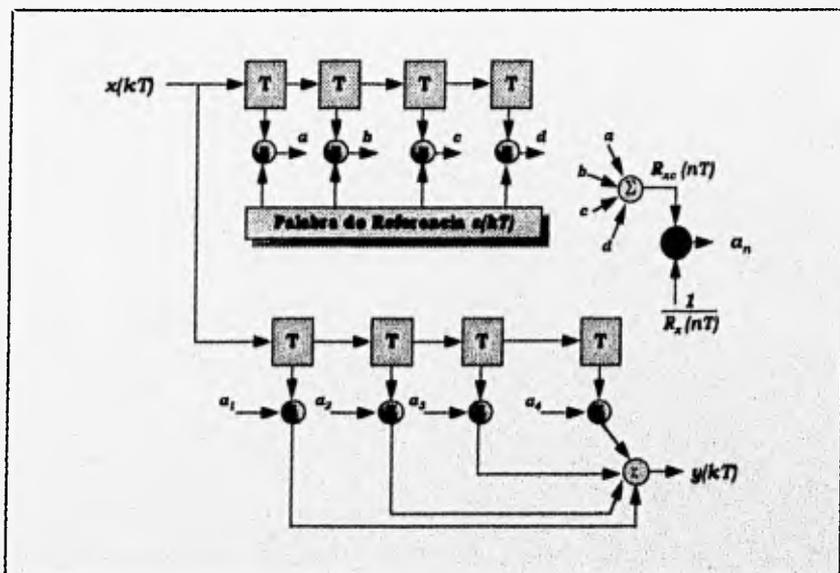


fig.III.2.14

Diagrama del sistema de ajuste de las ponderaciones por el método del error cuadrático medio

El procedimiento consiste en que la n -ésima ponderación a_n se ajuste de forma que la derivada tienda a cero. Como $y(kT)$ depende de a_n , este ajuste es un procedimiento iterativo.

Se sugiere entonces 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).

En el receptor puede usarse un generador de palabras de código de máxima longitud para generar la secuencia PN. 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 adecuarse a cambios lentos durante la transmisión de datos y no requieren de largos períodos 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.

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.

Para obtener el mejor comportamiento global puede usarse un sistema 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 de un modo de operación prefijado.

Cuando se ha alcanzado un nivel de ecualización razonable, el sistema cambia al modo adaptable y comienza la transmisión de datos. 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.

IV.- EL PROBLEMA DEL DISEÑO

Ahora, se tratará el problema que se resume a continuación:

Inicialmente se generará una señal binaria, la que en seguida se transmitirá por un canal que la distorsione, esto es, que le ocasione IIS. En el extremo final de este canal se conectará el ecualizador, que reduce la IIS y que nos entregará la señal binaria prácticamente limpia, de manera que pueda verificarse que es igual a la señal transmitida originalmente.

Los parámetros y la solución de este problema, se establecerán en el desarrollo de este capítulo.

IV.1. Planteamiento y posibles soluciones

En principio se requiere disponer de una señal binaria para la cual tenemos múltiples opciones:

- a) Código de línea .- NRZ, RZ, Bifásico, etc.
- b) Velocidad (bits/s) .- 300, 600, 1200, etc.
- c) Amplitud (volts) .- 5, 10, etc.

El código de línea más sencillo de obtener es el **NRZ-L unipolar** que como ya se explicó en un capítulo anterior tiene serias desventajas pero al mismo tiempo, es muy fácil producirle IIS. Por lo tanto, dadas las condiciones ya mencionadas se procurará manejar una señal de éste tipo para el proyecto.

Por lo que respecta a la velocidad de transmisión, es conveniente que no sea demasiado baja porque debido a las características de las líneas telefónicas, la LIS se presenta más fácilmente a velocidades altas. Pero si se maneja una velocidad alta, puede ocurrir que los circuitos lógicos utilizados en el ecualizador presenten efectos parásitos (ya sea por sí mismos, o por su montaje) que podrían dificultar la realización del circuito. Por lo tanto, una velocidad que parece ser conveniente es la de **1,200 [bits/s]**.

Finalmente, la amplitud de la señal podrá ser el valor nominal de los circuitos TTL, o sea, 5 volts en el extremo de transmisión.

El siguiente problema a resolver, es cómo o de donde se va a obtener esa señal binaria. Para ello tenemos varias posibilidades:

- a) Señal cuadrada periódica
- b) Generador de ruido binario
- c) Señal binaria pseudoaleatoria
- d) Señal binaria memorizada en ROM
- e) Señal binaria obtenida de un mensaje real

La **señal cuadrada**, de todas las mencionadas, es la simulación menos realista de un mensaje digital y por ello se descarta su utilización.

La señal obtenida de un **generador de ruido** es totalmente aleatoria y se dificulta entonces la comparación entre el mensaje transmitido y el mensaje recibido; por lo tanto, tampoco se utilizará.

La **señal pseudoaleatoria** tiene características especiales que permiten una fácil comparación entre el mensaje transmitido y el recibido (ver **APÉNDICE A**).

La **señal binaria memorizada en ROM**, también es una señal pseudoaleatoria, pero no posee las características de verificación de las verdaderas señales pseudoaleatorias ya mencionadas; por lo tanto, tampoco será utilizada en el proyecto.

La **señal binaria obtenida de un mensaje real**, se puede utilizar como una comprobación definitiva de que el ecualizador esta funcionando. Esto es, si se transmite un párrafo o mensaje congruente, ese mismo debe desplegarse en el monitor de la computadora receptora. De manera que en el proyecto se considerará ésta como una posibilidad.

En resumen, la **señal pseudoaleatoria**, se utilizará para que el ecualizador se ajuste por sí mismo y el **mensaje real** será para verificar el correcto funcionamiento del sistema.

El segundo punto a determinar, comprende las características del canal de transmisión.

En general los equipos de comunicación digital, para distancias cortas se conectan por medio de cables de cobre, por lo tanto, la idea es simular las características de un cable de cobre con elementos que puedan ponerse sobre una mesa. Lo anterior se hace con el fin de evitar la utilización de varios kilómetros de línea telefónica, lo que sería bastante incómodo al momento de transportarlos al lugar de las pruebas.

Es evidente que se podría utilizar una línea telefónica real, pero ésta tiene algunos problemas adicionales en los que no se desea estar involucrados; como por ejemplo, el hecho de que los dos equipos terminales se encontrarían en lugares diferentes y la coordinación del experimento sería complicada.

Para los fines del proyecto se establece que el canal de comunicación será una línea telefónica (simulada) de 10 km. de longitud, con el cable estándar utilizado por la empresa telefónica local.

Con respecto al ecualizador, que es la parte medular del proyecto, se tiene varias opciones:

- a) Algoritmo de ajuste.- de prefijado o de mínimos cuadrados
- b) Técnica de construcción.- alambrado analógico o digital, circuito programable

IV.2 Diseño del Sistema

Como ya se vislumbra en los párrafos anteriores, no sólo se va a diseñar un equalizador; se necesitan implementar también un generador de palabras y una línea de transmisión.

Se procederá al diseño del generador de palabras pseudoaleatorias, el cual se construirá a partir de un registro de corrimiento de entrada en serie y salida en paralelo, y que tenga por lo menos cuatro salidas. Lo anterior se hace para generar una palabra de $2^4 - 1 = 15$ bits de longitud.

Se escoge ese tamaño de palabra debido a que, cuando se despliega en el osciloscopio, cabe perfectamente en la pantalla y además es suficientemente aleatoria.

La palabra inmediata superior que es de 31 bits, es demasiado larga y no se puede desplegar completa en el osciloscopio con lo que no se observa por entero su comportamiento en el momento de las pruebas. La palabra inmediata inferior, consta de tan solo 7 bits, los cuales son insuficientes para el proyecto que se presenta.

Como no existen registros de corrimiento de cuatro salidas, y no es cómodo construirlos con flíp flops, se puede usar un circuito de ocho salidas paralelas y ocupar sólo las cuatro primeras. Este circuito podría ser el **74164** cuyo diagrama se anexa en la fig.IV.2.1., y que con ayuda de una compuerta **XOR 74136**, fig.IV.2.2., nos produce la siguiente palabra:

...111100010011010...

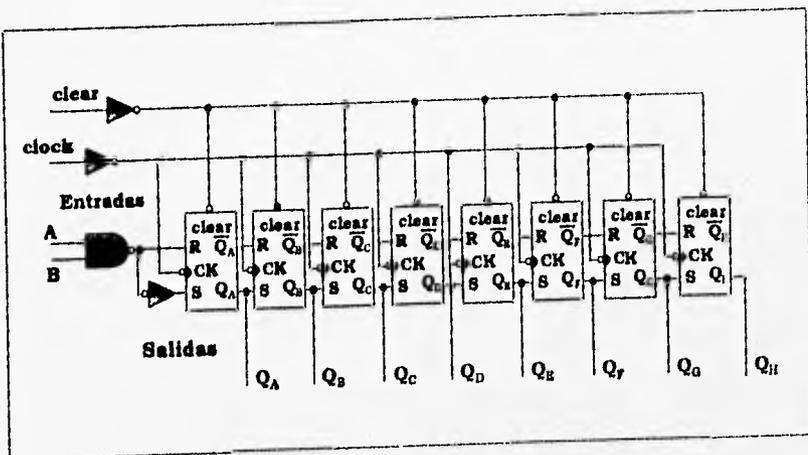


fig.IV.2.1
 Diagrama funcional a bloques
 del circuito 74164

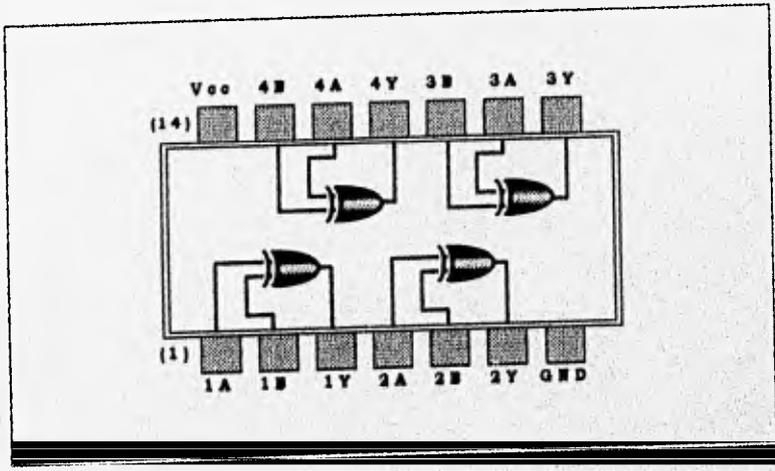


fig.IV.2.2
 Diagrama del circuito XOR 74136

En la fig.IV.2.3 se consigna el diagrama completo del generador de palabras.

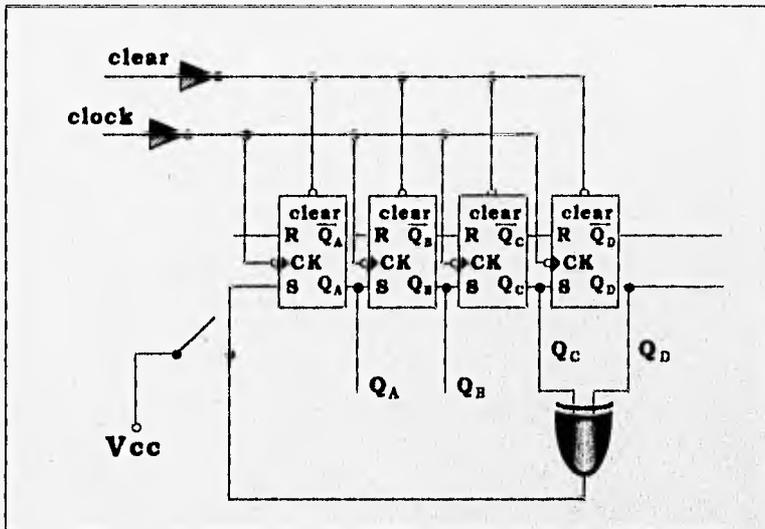


fig.IV.2.3
Diagrama del generador de palabras

Para que comience a funcionar el circuito, a veces sólo se requiere energizarlo ya que alguna de las salidas Q o \bar{Q} podría contener un uno y con eso es suficiente para que comience el corrimiento. sin embargo, si al energizar el circuito no se produce la palabra, bastará con darle un pequeño pulso con el interruptor conectado a Vcc, y la señal binaria se producirá inmediatamente.

El reloj para hacer funcionar al generador, se puede obtener en forma independiente, a partir de un circuito temporizador 555, o se puede tomar de alguno de los puertos de la microcomputadora.

Para el caso en el que se quiera utilizar un 555, el circuito es como el de la fig.IV.2.4 y se calculan los valores de las resistencias y capacitores, mediante las ecuaciones correspondientes, para obtener una frecuencia de 1.2 kHz.

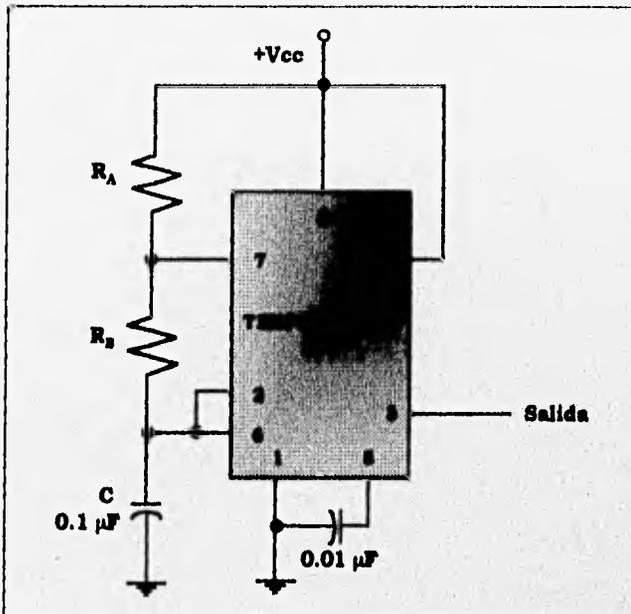


fig.IV.2.4

(b) Implementación del circuito de reloj con el 555

Las ecuaciones para obtener los valores de los dispositivos del circuito ajustándolos para obtener 1.2 kHz son:

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C} = 1,200 \text{ Hz} = \frac{1}{T}$$

$$T = T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}}$$

$$T_{\text{alto}} = 0.7 (R_A + R_B) C$$

$$T_{\text{bajo}} = 0.7 R_B C$$

Debido a que existen demasiadas variables, para poder solucionar este sistema de ecuaciones, se fijará de manera arbitraria el valor del capacitor igual a $0.1 \mu\text{F}$. Además, por condiciones particulares de las ecuaciones no se pueden igualar el Talto con el Tbajo, ya que al realizar los cálculos, una de las resistencias se anula. Por lo que el Talto será del 60% del total del periodo y para el Tbajo se considerará el 40% restante.

Definidos estos puntos, sólo queda despejar el periodo y obtener los valores de las resistencias R_A y R_B .

$$T = f^{-1} = (1,200)^{-1} = 8.3333 \times 10^{-4} \text{ [seg.]}$$

Por lo tanto:

$$T_{\text{alto}} = 5.0 \times 10^{-4} \text{ [seg.]}$$

$$T_{\text{bajo}} = 3.3 \times 10^{-4} \text{ [seg.]}$$

De donde:

$$R_A = 2,380.952382 \Omega$$

$$R_B = 4,761.904761 \Omega$$

El siguiente elemento a diseñar, es el simulador de la línea telefónica. Para esto se consultan los datos del fabricante de cables (Condumex) quien asegura que el cable telefónico **22AWG** tiene una resistencia de **180 Ω /km** para los dos hilos, y una capacitancia de **0.09 μ F/km** entre los dos hilos.

El circuito equivalente de una unidad de longitud de línea telefónica es como se muestra en la fig.IV.2.5.

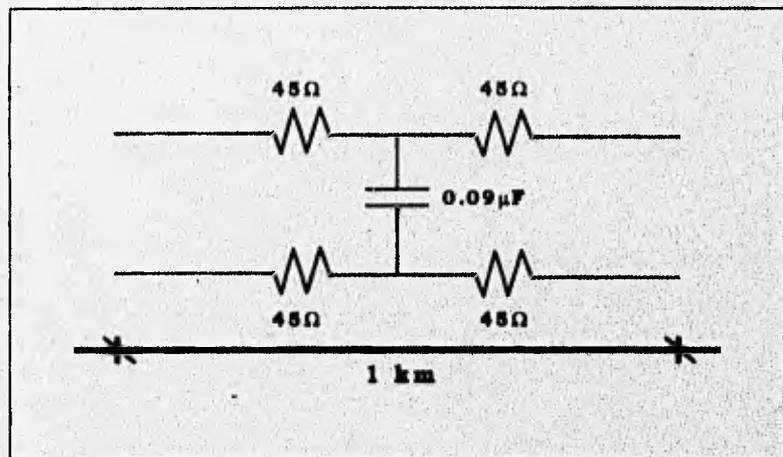


fig.IV.2.5
Circuito equivalente de una unidad
de longitud de línea telefónica

Para simplificar el diseño, se harán dos cosas que se observan de manera evidente en la fig.IV.2.6.

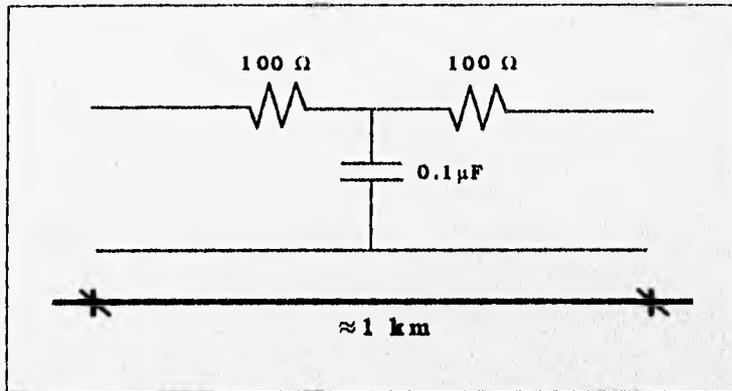


fig.IV.2.6
Simplificación del circuito equivalente
de una unidad de longitud de línea telefónica

Estas simplificaciones cambian ligeramente las características nominales del cable pero de ninguna manera desaparece la IIS. Por lo tanto, el simulador que se pretende construir, deberá tener 10 secciones como las de la figura anterior.

Es práctica común que una línea telefónica tenga una carga en el extremo final; que en el caso de una conversación entre dos personas sería el receptor telefónico.

Para el diseño que se pretende realizar, se conectará en el extremo final lo que se conoce como la impedancia característica, que se calcula con la fórmula:

$$z_0 = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{R}{j\omega C}}$$

Se hace el cálculo para una frecuencia de 1,200 Hz, por lo tanto:

$$\omega = 1,200 (2\pi) = 2,400 \pi \text{ [rad/seg]}$$

$$R = 200 \Omega$$

$$C = 0.1 \times 10^{-6} \text{ F} = 10^{-7} \text{ F}$$

Entonces :

$$z_0 = \sqrt{\frac{200}{j 2,400 \pi \times 10^{-7}}} = 515.0322694 \angle -45^\circ \Omega$$

Para construir la carga:

$$R = 515.0322694 \cos 45^\circ = 364.1828102 \Omega$$

$$1/\omega C = 515.0322694 \sen 45^\circ = 364.1828102 \text{ ohms}^{-1}$$

$$C = \frac{1}{2,400\pi(515.0322694 \sen 45^\circ)} = 3.641828101 \times 10^{-7} \text{ F}$$

$$C = 0.3641828101 \mu\text{F}$$

Con lo anterior se tiene ya la forma de producir la palabra binaria con IIS.

Por otro lado, en la literatura se establece que los métodos de implementación de los ecualizadores de adaptación pueden dividirse en tres grandes categorías:

- **Ecualizadores analógicos**
- **Ecualizadores digitales alambrados**
- **Ecualizadores digitales programables**

A continuación se describen algunos detalles de cada uno de estos enfoques.

1.- Ecualizadores analógicos

El enfoque analógico se basa principalmente en el uso de tecnología del *dispositivo acoplado de carga* (DAC). La realización del circuito básico de un DAC es una fila de transistores de efecto de campo con sus drenajes y fuentes conectados en serie, y los drenajes acoplados capacitivamente a las compuerta.

El conjunto de pesos ajustables de las derivaciones se almacenan en la memoria digital, y las multiplicaciones de los valores de muestra analógicos por los pesos digitalizados de las derivaciones se almacenan de forma analógica.

Este enfoque tiene un potencial significativo en aplicaciones en las cuales el índice del símbolo es demasiado alto para su implementación digital.

2.- Ecualesadores digitales alambrados

En la implementación digital alambrada de un ecualizador o compensador de adaptación, la entrada del ecualizador se muestra primero y luego se cuantifica en forma adecuada, para su almacenamiento en registros de corrimiento. El conjunto de pesos ajustables de las derivaciones, también se almacena en registros de corrimiento. Se utilizan circuitos lógicos para efectuar la aritmética digital que se requiere (por ejemplo: multiplicación o acumulación).

En este enfoque, el circuito se alambra con el solo propósito de realizar la compensación. No obstante es el método más utilizado para implementar los ecualizadores de adaptación.

3.- Ecualesadores digitales programables

El uso de un procesador digital programable en la forma de un microprocesador, por ejemplo, ofrece gran flexibilidad, ya que la ecualización de adaptación se realiza como una serie de pasos o instrucciones en el microprocesador.

Una ventaja importante de este enfoque, es que el mismo "hardware" puede ser de tiempo compartido para realizar una multiplicidad de funciones de procesamiento de la señal, como son la filtración, modulación y demodulación en un *módem* (modulador y demodulador), que se usan para transmitir datos a través de un canal telefónico.

Debido a las características de este proyecto de tesis y a las ventajas que presenta sobre los demás enfoques, se eligió realizar un ecualizador con las características del último ejemplo expuesto, es decir, un ecualizador digital programable.

V.- CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE PRUEBAS

Una vez determinados los elementos que van a constituir el generador de palabras, y la línea telefónica artificial, se comienza el montaje de cada uno de los circuitos en cuestión.

V.1. Montaje

Para empezar, se diseñó el circuito impreso del generador de palabras incluyendo en la misma tarjeta el reloj con el fin de optimizar espacio.

El diseño se creó de forma que todos los circuitos integrados cupieran en un espacio de aproximadamente 5 x 5 cm. En esta tarjeta se colocaron los siguientes circuitos:

- temporizador 555
- el registro de corrimiento SN74LS164N
- las compuertas XOR SN74LS136N

Cada uno de los circuitos y sus componentes complementarios se observan en la fig.V.1.1.

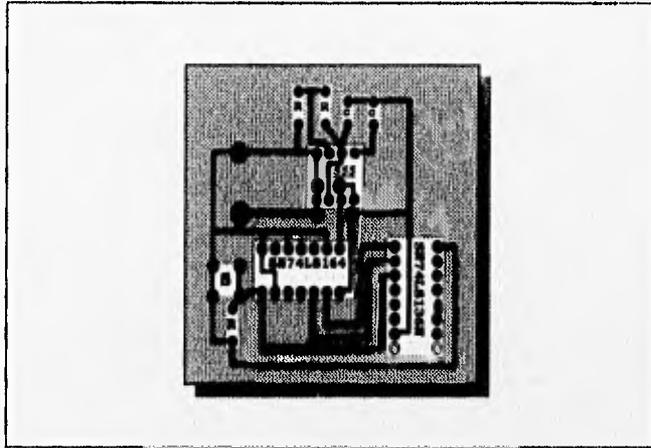


fig.V.1.1

Diseño del circuito impreso del generador de palabras

Las letras **R** representan las resistencias, dos de las cuales se calcularon para obtener del **555** un reloj con frecuencia de **1,200 Hz**, como se vio anteriormente. La resistencia restante, se colocó a la salida de la compuerta XOR, ya que ésta tiene colector abierto

Las letras **C** son los capacitores requeridos para el **555**, y la letra **S** representa el *switch* (interruptor) del **reset** del todo el sistema.

Este último funciona de la siguiente manera: si se diera el caso en el que el registro de corrimiento tuviera en un estado inicial una secuencia de ceros, con apretar una vez el *switch*, entran al sistema 5 volts que inician el proceso para generar la secuencia ya determinada. Es decir, se coloca un uno de forma manual en el sistema para que éste arranque.

Para facilitar el uso de la línea artificial en las pruebas con el ecualizador, se diseñó un circuito impreso donde quedarán situados, en forma ordenada, los capacitores y resistencias que componen cada tramo de aproximadamente 1 km, de manera que se puedan operar individualmente.

Lo anterior se realiza con el objeto de utilizar los kilómetros deseados en cada caso particular y no limitar la línea exclusivamente a 10 km.

El circuito impreso diseñado es como el de la fig.V.1.2.

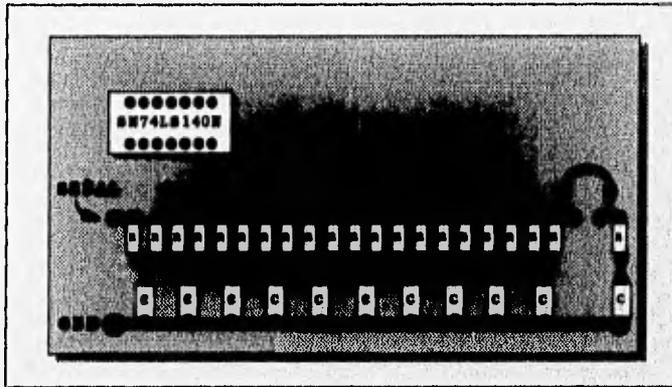


fig.V.1.2

Circuito impreso de la línea telefónica artificial

Donde, igual que en el diseño del generador de palabras, las **R** son resistencias y las **C** capacitancias.

Cada dos resistencias en serie y un capacitor en paralelo, representan aproximadamente 1 km de línea telefónica. Así, se repiten los diez tramos y simplemente soldando un cable a cada tramo, a manera de salida, se pueden separar el número de kilómetros que sean necesarios en cada procedimiento.

Con esto se logra hacer un poco más versátil la línea.

Con el propósito de simplificar su utilización, se conectaron todas estas salidas a una llave giratoria con un sólo *jack* para las pruebas, con lo que se evita colocar un *jack* para cada tramo de línea.

Desafortunadamente después de realizar algunas pruebas, se tuvo que añadir a la línea un circuito **74LS140** para lograr el acoplamiento de impedancias entre los diferentes dispositivos; esto es, al entrar la señal del generador de palabras a la línea telefónica, se observó que la señal se deformaba y disminuía su amplitud considerablemente.

Esta disminución era debida a que la impedancia interna del generador de palabras no es en realidad tan pequeña como se pudiera desear.

El dispositivo utilizado para el acoplamiento entre los circuitos es un *line driver* que ayuda a levantar la señal y a evitar en lo posible que se deforme.

La señal se alimenta a todas las entradas de una compuerta **OR negada** de cuatro entradas y la salida de la primera compuerta se alimenta a las cuatro entradas de una segunda compuerta de manera idéntica a la anterior, ya que si este procedimiento no se repitiera, la secuencia quedaría invertida.

Finalmente, la salida de la segunda compuerta se va a conectar a la entrada de la línea telefónica artificial, en donde se podrá observar en cada kilómetro la IIS y la atenuación de la señal binaria que aumentan progresivamente.

El diagrama del circuito **SN74LS140N** se muestra en la fig.V.1.3.

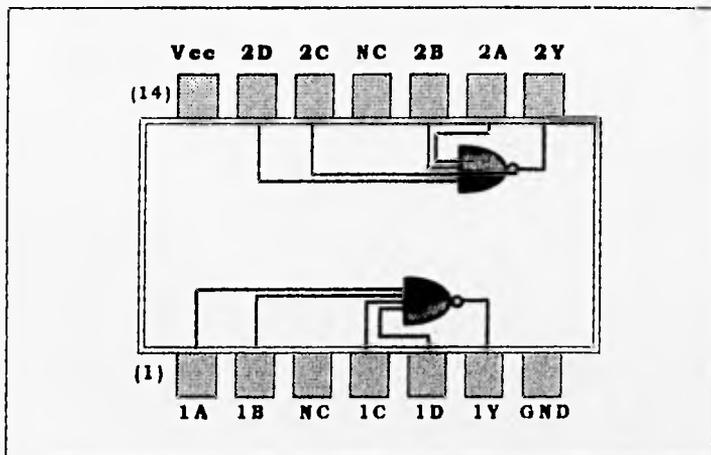


fig.V.1.3.

Diagrama del circuito SN74LS140N

Para terminar, se colocaron las tarjetas dentro de un chasis con el fin de que el manejo del generador sea simple y sencillo, utilizando unos *jacks* para la alimentación de los circuitos (Vcc y gnd) y para la obtención de las señales del reloj, la palabra y los *taps* de la línea. También se colocó un botón para el *switch* de introducción manual de un uno lógico (5 volts) y una llave para los diferentes kilómetros de la línea telefónica artificial.

Una vez colocado el sistema de pruebas dentro del chasis se evaluó la posibilidad de poder alimentar la línea con una señal externa. Por lo tanto, después de decidir que podría ser ventajoso, se agregó un interruptor entre la salida del generador de palabras y la entrada a la línea telefónica artificial, con lo que se permite al sistema trabajar tanto con la palabra ya referida anteriormente, como con una palabra externa cualquiera, dependiendo de la posición en la que se coloque el interruptor.

Con respecto al ecualizador, ya establecida la forma en la que se va implementar, se procedió a realizar los cálculos necesarios para poder introducir los datos al programa que efectuará la ecualización de la señal binaria.

Utilizando un sistema de ecuaciones de manera similar al expuesto en el tercer capítulo (III.1) se consiguen despejar las incógnitas que en este caso son las ponderaciones del ecualizador. Debido a que sólo se utilizarán dos retardos y tres ponderaciones el número de incógnitas se reduce a 3 y los puntos de muestreo serán cinco.

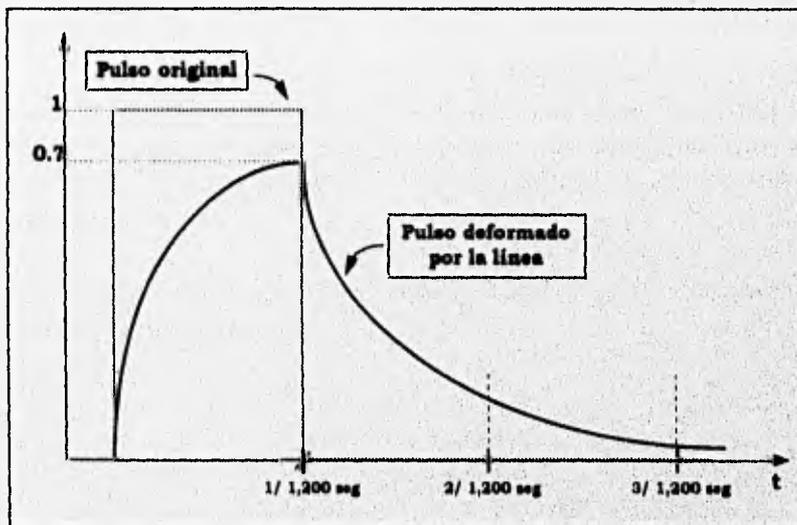


fig.V.1.4
Pulso original y pulso deformado
vistos en el osciloscopio

Desplegando la señal deseada en el osciloscopio y definiendo el periodo de la misma como el inverso de la frecuencia que se está manejando, o sea $1/1,200$ de segundo, se tabulan los cinco puntos de muestreo de la siguiente manera:

t	x_n
1/1,200	0
2/1,200	0.71875
3/1,200	0.09375
4/1,200	0.03125
5/1,200	0

La señal original, que se observa comparada con el pulso que sale de la línea telefónica en la figura V.1.4., tiene una amplitud máxima de aproximadamente 4 volts, pero, para facilitar todo el procedimiento, se considera a la altura máxima como uno y se tabulan los demás voltajes proporcionalmente.

Conociendo el valor de las muestras x_n se sustituyen en el siguiente sistema de tres ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 x_2 a_1 + x_1 a_2 + x_0 a_3 &= 0 \\
 x_3 a_1 + x_2 a_2 + x_1 a_3 &= 1 \\
 x_4 a_1 + x_3 a_2 + x_2 a_3 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 0.09375 a_1 + 0.71875 a_2 + 0 a_3 &= 0 \\
 0.03125 a_1 + 0.09375 a_2 + 0.71875 a_3 &= 1 \\
 0 a_1 + 0.03125 a_2 + 0.09375 a_3 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

Resolviendo el sistema con matrices obtenemos los valores de las incógnitas:

$$a_1 = 19.89189189$$

$$a_2 = - 2.5945 94595$$

$$a_3 = 0.8648648649$$

Estos valores cumplen con la condición de obtener IIS nula en los puntos definidos, pero desgraciadamente, fuera de estos puntos, no se asegura esta condición. Con lo que después de realizar algunas pruebas, se localizó un pico de voltaje en el instante previo al primer nulo deseado. Al ser este pico considerablemente mayor al uno que nos interesa obtener de la ecualización, se trató de minimizar sus efectos. Se tuvo que considerar también, el hecho de que la tarjeta procesadora no acepta variables fuera del rango de ± 1 .

Finalmente, después de estudiar múltiples soluciones, se decidió dividir las ponderaciones entre el valor de la mayor de ellas, con lo que la primera ponderación será un 1 y las demás disminuirán en forma proporcional.

Con este procedimiento, se consigue mover el pico de voltaje dos instantes antes que en la primera instancia, aunque sin poder asegurar nulos, reduciendo los demás voltajes (incluyendo el del uno requerido) a magnitudes prácticamente insignificantes. De aquí en adelante, cada vez que se transmita un uno lógico, se esperará el pico modulado cuando el segundo dato muestreado entre en el sistema y un voltaje mínimo en los demás instantes.

Los valores de las ponderaciones serán ahora:

$$a_1 = 1$$

$$a_2 = -0.1304347826$$

$$a_3 = 0.04347826088$$

Para cada instante tendremos:

$$k=0; y(kT) = 0 a_1 + 0 a_2 + 0 a_3 = 0$$

$$k=1; y(kT) = 0.71875 a_1 + 0 a_2 + 0 a_3 = \mathbf{0.71875}$$

$$k=2; y(kT) = 0.09375 a_1 + 0.71875 a_2 + 0 a_3 = 0.00000000001$$

$$k=3; y(kT) = 0.03125 a_1 + 0.09375 a_2 + 0.71875 a_3 = 0.05027173913$$

$$k=4; y(kT) = 0 a_1 + 0.03125 a_2 + 0.09375 a_3 = 0.000000040764$$

Si el peor caso que podemos tener es cuando se transmite la secuencia **101**, se pueden superponer matemáticamente los bits para tratar de predecir su comportamiento en cada uno de los instantes deseados.

Primer uno

$$k=0; y(kT) = 0$$

$$k=1; y(kT) = \mathbf{0.71875}$$

$$k=2; y(kT) = 0.00000000001$$

$$k=3; y(kT) = 0.05027173913$$

$$k=4; y(kT) = 0.000000040764$$

Segundo uno

$$k=0; y(kT) = 0$$

$$k=1; y(kT) = \mathbf{0.71875}$$

$$k=2; y(kT) = 0.00000000001$$

$$k=3; y(kT) = 0.05027173913$$

$$k=4; y(kT) = 0.000000040764$$

+

Aún sin efectuar los cálculos, a simple vista se observa que aunque no se consigan los nulos previstos en un principio, los voltajes que resultan son tan pequeños que no alcanzan a perjudicar al siguiente bit transmitido. Se omitió la suma del cero de la secuencia **101** ya que al no haber voltaje, no es importante que aparezca en esta superposición de señales.

En las siguientes páginas se expresa en el lenguaje ensamblador de la tarjeta el programa de equalización, con algunos comentarios para guiar al lector sobre el mismo.

```

zasobnik      .usect    "stack", 100h
               .sect    "vectors"

PARMS:
reset         .word     sysinit
int0          .word     interr0
int1          .word     interr1
int2          .word     interr2
int3          .word     interr3
xint0        .word     transmit0
rint0        .word     receive0
xint1        .word     transmit1
rint1        .word     receive1
tint0        .word     timer0
tint1        .word     timer1
dint0        .word     dmadone

```

N .set 2; El orden del filtro = número de los elementos de retardo

```

               .sect    "comdata"
stack_addr    .word     zasobnik      ; address of stack
dma_ctl       .word     000808000h   ; dma global control register
mcntlr0      .word     000808064h   ; i/o interface control reg.
addr.
mcntlr1      .word     000808060h   ; parallel interf. cntl. reg.
addr.
t0_ctladdr   .word     000808020h   ; timer 0
t1_ctladdr   .word     000808030h   ; timer 1
p0_addr      .word     000808040h   ; serial port 0
enbl_sp0_r   .word     000000020h   ; serial port0 receive
interrupt
t0_ctlinit   .word     0C00002C1h   ; set timer as clk out, H1/2
period
               ; timer will run when cpu
stops in

```

```

; emulation mode
p0_global      .word      00E970300h      ; serial port 0 global control
register
CACHE          .set      1800h          ; clear and enable cache
ENBL_GIE       .set      2000h          ; global interrupt enable
ENBL_XINTO     .set      0010h          ; serial port 0 transmit int.
enable
ENBL_RINTO     .set      0020h          ; serial port ) receive int.
enable

```

*FIR filter

***** Preparado para trabajar en tiempo real *****

```

VZORKY         .word      B          ; Dirección de la señal
KONST          .word      H          ; Dirección de las constantes del
filtro
M              .word      262144      ; 2^18
H:             .float     0.04347826088e00 ; h(2)
               .float     -0.1304347826e00 ; h(1)
               .float     1.0000000000e00 ; h(0)

```

```

B              .usect*buffer*, 2000h

```

```

               .text

```

```

syslnit:      xor    ie,ie
               xor    if,if
               ldp   PARS
               ldi   @stack_addr, sp      ; load the address into stack
pointer
               ldi   CACHE, st           ; load the status register
               ldi   0,r0                 ;
               ldi   @mcntlr0, ar0        ; get memcntl reg address
               sti   r0, *ar0             ; set parallel ready
               ldi   @mcntlr1, ar0        ; get memcntl reg address
               sti   r0, *ar0             ; set io ready

               LDI   @VZORKY, AR2         ; Dirección del buffer
               LDI   (N+1), BK           ; El filtro de orden N elabora N+1
muestras
               LDF  0, R0

```

```

RPTS N
STF RO, *AR2++%
OR 80h, ST ; OVM
call aicreset ; routine to reset aic
or ENBL_GIE, st ; enable global interrupt
wait_int: nop ; Lazo indefinido
br wait_int

aicreset: ldi 2,iof ; xF0 to output, set xF0 to 0
register ldi @t0_ctladdr, ar0 ; get address of timer control

ldi 1,r1 ; tclk0 will equal h1/2
sti r1,*ar0(8) ; set the period register to 1
ldi @t0_ctlinit, r1 ; get timer 0 setup value
sti r1,*ar0 ; set timer 0 to run in pulse mode
ldi @p0_addr, ar0 ; get address of serial port 0
ldi 111h,r1
sti r1,*ar0(2) ; initialize transmit port control
sti r1,*ar0(3) ; initialize receive port control
ldi @p0_global,r1 ; initialize port 0 global control
sti r1,*ar0
xor r1, r1
sti r1,*ar0(8) ; set transmit data to 0
rpts 99
nop ; wait for 50 timer out clocks
ldi 6,iof ; set xF0 to 1, lreset AIC
; setup the aic
call wait_transmit_0 ; poll for transmit interrupt
ldi 3, r1
sti r1,*ar0(8) ; secondary transmission
call wait_transmit_0
ldi 1a34h, r1 ; set the sampling rate
sti r1,*ar0(8)
ldi *ar0(12), r1
call wait_transmit_0 ; setup aic transmit and receive
ldi 3,r1 ; sampling rates
sti r1,*ar0(8)
call wait_transmit_0
ldi 2a7h, r1
sti r1,*ar0(8)
ldi *ar0(12), r1
xor if, if ; clear out all interrupt flags

```

```

        or   @enbll_sp0_r, ie      ; enable serial port 0
        rets

wait_transmit_0:

wloop:   xor   if, if              ; wait for the transmit interrupt
        tstb 10h, if              ; flag to be set
        bz   wloop
        rets

interr0: reti
interr1: reti
interr3: reti
transmit0: retl
transmit1: reti
receive1: reti
timer0:   reti
timer1:   reti
dmdadone: reti

receive0: push st                  ; save registers
        push r0
        push R3
        push ar0
        push dp

        ldp  PARMs
        ldi  @p0_addr, ar0        ; get port address

```

***** La interrupción se cumple si se llena el registro de datos *****

```

        LDI   *+AR0(12), R3        ; en R3 esta la muestra de entrada
x(n). Es el
        ; número de 16 bits donde dos
        LSB son ceros.
        LSH   16, R3              ; Transforma a 14 bits
        ASH   -18, R3
        FLOAT R3, R3              ; se convierte a número con punto
flotante
        STF   R3, *AR2++%

        LDI   @KONST, AR1         ; AR1 es la dirección de h(N)

```

```

LDF      0, R0
LDF      0, R2
RPTS     N                ; se cumple N+1 veces
MPYF3    *AR2++%, *AR1++, R0
ADDF3    R0, R2, R2
ADDF3    R0, R2, R3
FIX      R3, R3          ; se convierte a número entero
MPYI     @M, R3          ; (2^18) * R3
ASH      -18, R3
LSH      2, R3           ; dos LSB tienen que ser ceros
STI      R3, *+AR0(8)   ; se guarda a la salida

        pop dp          ; restore registers
        pop ar0
        pop R3
        pop r0
        pop st
        reti
        .end

```

Cabe aclarar que esta solución al problema que se presentó no es la única que existe, pero sí la menos complicada, ya que no implica cambios substanciales ni en el software utilizado por la tarjeta, ni en el hardware; con lo que no se modifica la idea original de implementación del ecualizador en este proyecto.

Se puede variar la forma de resolverlo, según se disponga del tiempo, material y facilidades para hacerlo. En este caso, dada la oportunidad de utilizar un microprocesador, se forzó una solución que se adecuara a las condiciones ya establecidas.

V.2. Pruebas

Una vez montados los dispositivos que se construyeron y cargado el programa de ecualización en la tarjeta, se procede a realizar las pruebas correspondientes que se enumeran a continuación:

- 1) Verificación de la frecuencia del reloj
- 2) Verificación de la existencia de la palabra pseudoaleatoria
- 3) Verificación de las modificaciones que sufre la señal a lo largo de la línea
- 4) Introducción de una señal de prueba externa
- 5) Verificación de la ecualización

1.Verificación de la frecuencia del reloj.-

Esta debe fijarse en 1,200 Hz, y para verificar que el circuito 555 efectivamente esté generando esta frecuencia, se alimentan los bornes específicos con un voltaje de directa de 5 volts aproximadamente.

Realizando lo anterior, empieza a funcionar el generador de pulsos. Entonces, conectando un cable entre la salida del reloj y un osciloscopio, se despliega la señal en la pantalla del último. Gracias a esto, se pueden hacer los cálculos para obtener su período.

Al ser el período el inverso de la frecuencia, es fácil conocer el valor de ésta y compararlo con la especificación.

En este caso la frecuencia no resultó ser exactamente de 1,200 Hz, pero esta dentro de un rango aceptable (1,250 Hz).

2.Verificación de la existencia de la palabra pseudoaleatoria.-

Al alimentar al 555, se alimentan por ende todos los circuitos conectados en la misma tarjeta. Así, al recibir la señal de reloj, el registro de corrimiento comienza a trabajar.

Si quedaron residuos dentro del sistema, éste de inmediato genera la palabra deseada. De lo contrario, se introduce un uno manual mediante el botón de *reset*, con lo que sin duda, esta vez si generará la palabra.

De igual forma que con el reloj, es posible desplegar la palabra con sólo conectarla a un osciloscopio y comprobar que se trate de la secuencia de bits escogida previamente.

3.Verificación de las modificaciones que sufre la señal a lo largo de la línea.-

Al entrar la palabra pseudoaleatoria a la línea telefónica artificial implementada para este proyecto, comienza a modificarse perdiendo potencia y deformándose hasta llegar al máximo de 10 kms donde es casi imposible distinguir un uno de un cero lógico. Se modifica también su fase. Siendo este el propósito inicial de la pruebas, se verifica el cambio de la señal a través de los diferentes tramos.

Si se conecta la salida de la línea a un osciloscopio de manera similar a las anteriores, se observa claramente las diferentes etapas por las que pasa la palabra hasta que contiene la IIS descada para nuestros fines.

4. Introducción de una señal externa de prueba.-

Una de las últimas adiciones a nuestro sistema de pruebas fue un interruptor que permitiera trabajar al sistema tanto con la señal del generador de palabras, como con una señal externa.

Si conectamos al osciloscopio la salida de la línea (*taps*), veremos como cambia la señal externa al recorrer el cable telefónico. Esta vez, el borne de la palabra no será salida, sino entrada. Por ahí es por donde se introducirá al sistema la palabra externa. Con la facilidad de trabajar con diferentes señales si se desea, se hace a este dispositivo de pruebas mucho más versátil y funcional.

5. Verificación de la ecualización.-

Esta verificación es muy sencilla porque la tarjeta está conectada directamente a la computadora y la salida de aquella se despliega habitualmente en el monitor de ésta, de manera que se pueda comprobar que la palabra recuperada sea equivalente a la palabra original.

VI.- CONCLUSIONES

El objetivo inicial de esta tesis era diseñar y construir un ecualizador para transmisión de datos, en base al principio fundamental del filtro transversal.

Como se explicó en el cuarto capítulo de este trabajo, el dispositivo denominado ecualizador, se puede implementar ya sea a base de circuitos electrónicos o simplemente programarlo en un equipo de cómputo tal como un microprocesador o en un *procesador digital de señales* (DSP) según sea el caso.

En un principio, se consideró la posibilidad de construir el sistema utilizando la primera opción (circuitos electrónicos); sin embargo, durante el desarrollo del trabajo se tuvo la oportunidad de utilizar una tarjeta programable tipo TMS 320 C30 de Texas Instruments®.

Gracias a esta tarjeta se consiguió simplificar el diseño del ecualizador y por lo tanto la implementación, teniendo que preocuparse únicamente en la forma y lenguaje de programación. El programa se almacena en las unidades de memoria de la tarjeta, con lo que se evita anexar una memoria para el efecto.

Las dos grandes ventajas de utilizar un DSP que se consideraron son:

- a) Comodidad de implementación.
- b) Flexibilidad para modificarlo: de manera que si cambiasen las características de distorsión de la señal, sea sencillo hacer que el programa cambie las constantes del ecualizador.

De esta forma también se evitan una serie de problemas analógicos derivados de una construcción "en la mesa de la cocina".

Se puede decir que los resultados obtenidos fueron satisfactorios al comprobarse el principio fundamental que se expuso teóricamente.

Mientras se comenzaba a avanzar de un capítulo a otro se suscitaron algunos obstáculos con los que no se contaba al principio, uno de ellos y probablemente el más importante, fue el que respecta directamente al ecualizador.

Los autores de la bibliografía utilizada y en general la mayoría de la literatura consultada sobre el tema, establecen una teoría irrealizable en la práctica. Mencionan exclusivamente los resultados que se obtienen cuando la primera de las muestras de la señal a ecualizar se encuentra en la última ponderación del ecualizador transversal.

Por lo anterior, es fácil despejar las incógnitas de un sistema de ecuaciones relativamente sencillo. En la práctica, por supuesto, esto no ocurre ya que no se pueden separar a nuestro antojo los instantes de tiempo y el ecualizador empieza a funcionar desde que recibe la primera muestra.

Esto nos enfrentó con un problema difícil de resolver de una manera metódica; se tuvo que buscar una solución que no fuera radical ni descabellada y que sobretodo, funcionara adecuadamente.

Se tuvieron que modificar lo suficiente los cálculos y conformarse con una aproximación aceptable al pulso que originalmente se quería obtener de la ecualización.

Fue difícil corregir el rumbo, ya que todos los antecedentes están basados en la literatura ya mencionada.

A pesar de estos baches en el camino, y algunos otros de menor importancia, se puede decir que la tarea de aplicar en un proyecto de tesis todo lo aprendido durante la carrera profesional fue plenamente cumplida: desde la aritmética básica, pasando por el diseño de circuitos para el generador de palabras y las técnicas de alambrado, incluyendo un poco de soldadura (no sin alguna que otra quemadura de poca importancia), hasta la programación de la tarjeta utilizada, demuestran lo poco o mucho que se aprendió antes y durante la elaboración de este trabajo.

Lo más significativo es saber que desde el índice hasta la bibliografía, los conocimientos y problemas previstos e inclusive otros que no lo fueron tanto, enriquecieron este andar hasta el final.

Se concluye así una etapa de estudio, trabajo y esfuerzo, dejando detrás una solución a un pequeñísimo problema de comunicaciones que pueda facilitarle en algo las cosas a las generaciones que siguen.

SECUENCIAS SEUDOALEATORIAS

Cuando se desea sincronizar los equipos en los extremos de un enlace digital, o cuando se requiere verificar si un sistema está bien comunicado, es necesario enviar una señal binaria de prueba; para esto son especialmente convenientes las secuencias pseudoaleatorias.

Una secuencia pseudoaleatoria es una cadena de bits de una longitud predeterminada y aparentemente sin una ley de variación definida, que se transmite en forma repetitiva; o sea que cada vez que se ha transmitido, se vuelve a transmitir, suspendiendo la repetición cuando el objetivo del proceso se ha logrado.

Una secuencia típica es

...111100010011010...

Como se puede ver, si se suprime uno de los bits, es muy difícil determinar si es un uno o un cero, ya que la ley de variación es muy complicada y hasta podría pensarse que la secuencia es aleatoria, pero no lo es; más adelante se explicará como se genera.

La otra razón por la que no es aleatoria esta serie de bits es porque se repite indefinidamente y un evento que sabemos que es repetitivo, ya no es aleatorio, puesto que se puede predecir.

Para generar una palabra de las características mencionadas, es necesario armar el circuito lógico que se ve en la siguiente figura:

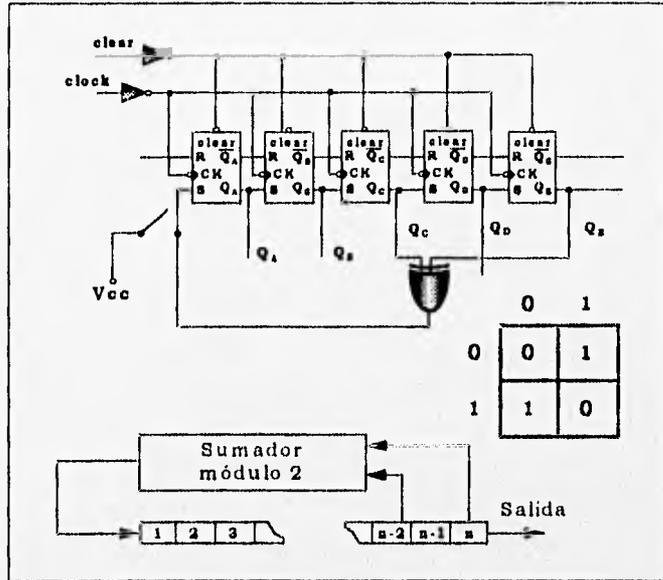


fig.A.1.
Circuito generador de la secuencia pseudoaleatoria y
tabla de verdad del sumador módulo 2

Al encender el circuito, los flip-flops del registro de corrimiento quedarán aleatoriamente en nivel alto o en nivel bajo. Si todos quedan en nivel bajo, el sistema no podrá empezar a funcionar y para remediar esta posibilidad desfavorable, se ha incluido un interruptor para alimentar un uno manualmente.

Dos de las salidas del registro de corrimiento son sumadas en módulo 2 en la compuerta XOR y la salida de ésta es retroalimentada a la entrada serie del registro.

De esta forma, después de algunos ciclos de reloj, el sistema alcanza la estabilidad y empieza a salir la palabra pseudoaleatoria.

Se puede conectar a la compuerta XOR cualquier cantidad de salidas del registro, pero hay algunas combinaciones que permiten obtener secuencias de máxima longitud.

En la siguiente tabla se enlistan las posibles secuencias de máxima longitud obtenibles.

Número de flip flops	Longitud máxima de secuencias N	Número máximo de secuencias M	Puntos de conexión a la compuerta XOR
2	3	1	2,1
3	7	2	3,2
4	15	2	4,3
5	31	6	5,3
6	63	6	6,5
7	127	18	7,6
8	255	16	8,6,5,4
9	511	48	9,5
10	1,023	60	10,7
11	2,047	176	11,9
12	4,095	144	12,11,8,6
13	8,191	630	13,12,10,9
14	16,383	756	14,13,8,4
15	32,767	1,800	15,14
16	65,535	2,048	16,15,13,4
17	131,071	7,710	17,14
18	262,143	7,776	18,11
19	524,287	27,594	19,18,17,14
20	1,048,575	24,000	20,17

En general, si el registro de corrimiento es de n etapas, se podrán producir secuencias de $2^n - 1$ bits de longitud. En el circuito de la fig.A.1, se tienen 5 etapas y por lo tanto, se produce la palabra de 31 bits:

...0000100101100111110001101110101...

El número total de secuencias de máxima longitud que se pueden producir con un generador de n etapas es:

$$M = \frac{N}{n} \prod \left[1 - \frac{1}{p_i} \right]$$

donde p_i son los factores primos de $2^n - 1$; por ejemplo, si $n=4$, los factores primos de $2^4 - 1$ son 3 y 5, por lo tanto, se producen dos diferentes secuencias de máxima longitud, dependiendo de las conexiones hacia la compuerta XOR.

En el generador de la fig.A.1., la palabra de 31 bits obtenida contiene 16 unos y 15 ceros, hay 8 series de longitud 1, 4 series de longitud 2, dos de longitud 3, una de longitud 4 y una de longitud 5.

Además, si se observa a través de "una ventana de 5 bits de ancho", la que se desplaza a lo largo de la secuencia de bit en bit, se pueden observar todas las 31 palabras de 5 bits no nulos que se pueden formar.

Estas propiedades, delineadas para una configuración particular, se cumplen para todo registro de corrimiento con retroalimentación XOR, si las conexiones se hicieron para secuencias de máxima longitud.

A continuación se anotarán estas propiedades en forma explícita.

1.- La cantidad de ceros es igual a la cantidad de unos menos uno.

2.- La cantidad de series, de unos o de ceros consecutivos de longitud k es aproximadamente el doble de la cantidad de series de longitud $k+1$.

3.- La secuencia contiene todas las posibles combinaciones de palabras de n bits, exceptuando la de n ceros; y cada combinación aparece una sola vez.

4.- Si se suma en módulo 2 una secuencia de longitud máxima con una réplica de sí misma pero desfasada, el resultado es la misma secuencia pero con otro defasamiento.

5.- Si se muestrea una secuencia de longitud máxima cada bit k -ésimo, si k es par, la secuencia que resulta es una versión desplazada de la secuencia original y si k es primo, el resultado será una nueva secuencia de longitud máxima con el mismo periodo.

6.- La autocorrelación de una secuencia es un número igual a la diferencia entre la cantidad de coincidencias y la cantidad de discrepancias entre la secuencia y una versión desplazada de la misma.

Se acostumbra normalizar los números que resulten, dividiéndolos entre la cantidad de bits comparados; por ello, si el desplazamiento es cero, todos los bits coinciden y la autocorrelación es 1; así mismo, cuando se compara la secuencia con otra igual pero desplazada, la diferencia entre las coincidencias y las discrepancias es 1, por lo que la autocorrelación es $-1/(2^n-1)$.

Si graficamos lo anterior en función del desplazamiento, obtendremos lo que se ve en la fig.A.2.

Estos picos de autocorrelación nos permiten verificar si las señales han quedado en fase y si son iguales.

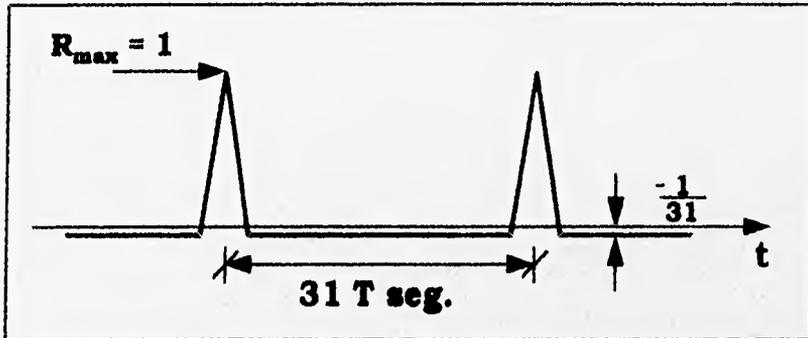


fig.A.2.
Gráfica de la autocorrelación
de una señal

1.-W.L. Everitt, Ph.D.; G.E. Anner, M.S. en Ingeniería. **Ingeniería en Comunicaciones**. Editorial Arbó, Buenos Aires, 1961.

2.-Wayne Tomasi. **Advanced Electronic Communications Systems**. Prentice Hall Inc, New Jersey, 1994.

3.-Richard E. Blahut. **Digital Transmission of Information**. Addison-Wesley Publishing Co., New York, 1990.

4.-K. Sam Shanmugam. **Digital and Analog Communication Systems**. John Wiley & Sons Inc., U.S.A., 1979.

5.-S. Haykin. **Sistemas de Comunicación**. Editorial Interamericana, México D.F., 1985.

6.-Ferrel G. Stremier. **Sistemas de Comunicación**. Fondo Educativo Interamericano, México, 1985.

7.-Curso Digicom. **Teoría y Práctica moderna de las Comunicaciones Digitales**. Degem Systems, México, 1982.

8.-Charles A. Harper. **Handbook of Electronic Systems Design**. McGraw Hill Book Co., U.S.A., 1980.