



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA

ALGUNOS PROBLEMAS DE LA
COMUNICACION DIGITAL EN BANDA BASE
Y SUS POSIBLES SOLUCIONES

TESIS PROFESIONAL
PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO-ELECTRICISTA

P R E S E N T A

MONTSERRAT OCEJO PONSODA

DIRECTOR DE TESIS

ING. MARIO A. IBARRA PEREYRA

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1994



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

ALGUNOS PROBLEMAS DE LA COMUNICACION DIGITAL EN BANDA BASE Y SUS SOLUCIONES

INDICE:

CAPITULO 1. INTRODUCCION.

- 1.1 Descripción de un sistema de comunicaciones.
- 1.2 Panorama de la tesis.

CAPITULO 2. TRANSMISION DE DATOS.

- 2.1 Transmisión digital de datos.
- 2.2 Modulación PCM.

CAPITULO 3. PROPAGACION DE SEÑALES.

- 3.1 Pérdidas.
- 3.2 Ruido.

- 3.2.1 Ruido térmico.
- 3.2.2 Ruido de intermodulación.
- 3.2.3 Diafonía.
- 3.2.4 Ruido impulsivo.
- 3.3 Unidades de ruido.
 - 3.3.1 Relación señal a ruido.
 - 3.3.2 La expresión E_b/N_0 .
 - 3.3.3 Figura de ruido.
 - 3.3.4 Relación entre la figura de ruido y la temperatura de ruido.

CAPITULO 4. TECNICAS DE SINCRONIZACION.

- 4.1 Sincronización de bit.
- 4.2 Sincronización de palabra.
- 4.3 Sincronización de portadora.

CAPITULO 5. DETECCION Y CORRECCION DE ERRORES.

- 5.1 Introducción.
- 5.2 Técnicas de protección para señales digitales.
 - 5.2.1 Cadencia efectiva (throughput).

- 5.2.2 Naturaleza de los errores.
- 5.2.3 Detección y corrección de errores.
- 5.3 Codificación de línea.
 - 5.3.1 Conceptos básicos.
 - 5.3.2 Densidad espectral de potencia.
 - 5.3.3 Análisis espectral de los principales códigos de línea.

CAPITULO 6. DISEÑO DEL CODIFICADOR Y DEL DECODIFICADOR HDB3.

- 6.1 Código HDB3.
- 6.2 Diseño del codificador HDB3.
- 6.3 Diseño del decodificador HDB3.
- 6.4 Diseño del generador de la palabra de prueba.
- 6.5 Implementación y pruebas.

CAPITULO 7. CONCLUSIONES.

CAPITULO 1

INTRODUCCION

1.1 DESCRIPCION DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES

El sistema de comunicación puede definirse como el conjunto de equipos, medios (físicos y lógicos), y asignaciones en el tiempo o frecuencia destinados a transportar una información determinada entre dos o más puntos arbitrarios.

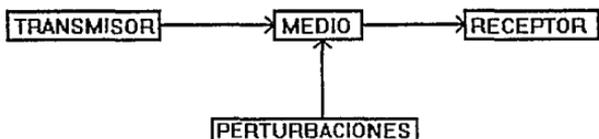
Para la transmisión de la información a través de un sistema, se cambia el soporte físico de ésta a forma eléctrica, constituyéndose de este modo la señal eléctrica representativa de la información o simplemente la "señal".

La Teoría de la Comunicación constituye una disciplina científico-técnica que se ocupa de los fundamentos teóricos de la transmisión eléctrica de la información, caracterización, representación y procesado de señales, capacidad de los medios de transmisión y análisis de la calidad de los sistemas, teniendo en cuenta las perturbaciones inevitables que acompañan a todo proceso de transmisión de información.

MODELO DE UN SISTEMA DE COMUNICACION

En la figura se representa un modelo suficientemente general de un sistema de comunicación en el que pueden destacarse tres unidades básicas:

- Fuente de información
- Medio de transmisión
- Sistema receptor



La señal producida por la fuente se representará por una función del tiempo $x(t)$. Atendiendo a la naturaleza de $x(t)$ puede clasificarse la fuente del modo siguiente:

$x(t)$ función discreta. Fuente discreta. Por ejemplo un tren de pulsos.

$x(t)$ función continua. Fuente continua. Por ejemplo una señal de audio

La característica esencial de las fuentes, con independencia de la naturaleza de la señal, es que su salida constituye un proceso aleatorio. Este hecho es fundamental ya que si el mensaje fuera conocido de antemano (determinístico) no habría necesidad de transmitirlo. No obstante en casos muy específicos (transmisión de pilotos de continuidad, señalización general, alarmas, etc...) la señal es determinística y tales casos pueden englobarse en el conjunto de funciones auxiliares de un sistema. Aún en este caso, las combinaciones posibles de estas señales determinísticas no siempre son conocidas por el receptor, que reaccionará de forma distinta según la combinación que reciba, ejecutando funciones auxiliares pero necesarias.

La señal eléctrica que sale de la fuente debe someterse a cierto procesamiento para:

- Adaptarla al medio de transmisión.
- Compartir el medio con señales provenientes de otras fuentes.
- Cumplir requisitos impuestos por dispositivos transmisores/receptores.
- Proteger la transmisión frente a perturbaciones.

Se denomina "procesador de emisión" al órgano que efectúa

esta operación.

Generalmente, el procesador actúa sobre la señal aplicada $x(t)$ en dos etapas. En la primera se efectúa un procesamiento en banda base, que afecta a las frecuencias de $x(t)$ sin generar otras nuevas. En la segunda etapa, que se denomina modulación, se genera a partir de $x(t)$ otra señal con otras componentes en frecuencias distintas de las originales. Esta nueva señal será la que se entregue al medio de transmisión.

El medio de transmisión efectúa la transferencia de la señal entre los puntos de conexión. Debido a sus limitaciones físicas y a las perturbaciones externas entregará a su salida una función distinta de la que se aplicó a su entrada.

El siguiente elemento del sistema es el denominado receptor e incluye un procesador de señal y la unidad de presentación de la información. Suele prevalecer la primera función sobre la segunda tendiéndose a llamar receptor al órgano que se encarga de procesar el mensaje recibido con una doble misión: tratar de reconocer la señal real transmitida y recuperar a partir de ella el mensaje que generó la fuente y que será entregado a la unidad de presentación en forma idónea para que sea reconocido y utilizado por el usuario. En general, el receptor entregará su estimación del mensaje transmitido, deducido del proceso de la señal recibida. De forma similar a la emisión, el procesador de recepción transforma, en primer término la señal recibida en otra de banda base mediante la operación inversa de la modulación, denominada demodulación. Seguidamente, ya en banda

base, se somete $\bar{x}(t)$ a un postprocesado para obtener la señal $\hat{x}(t)$ que deberá ser la mejor estimación posible de la señal objeto de la transmisión $x(t)$, compatible con un diseño económico de todo el sistema de transmisión.

Un transmisor y receptor de radio AM sería un ejemplo de un sistema de comunicación analógico. La señal de audio en el transmisor se amplifica antes de ser modulada; en el receptor se sintoniza la señal y la información obtenida se demodula y se amplifica una vez más para así obtener una señal de audio prácticamente idéntica a la original.

La comunicación analógica no necesita de grandes modificaciones en la señal, en cambio la comunicación digital supone la transmisión de símbolos discretos, generados por una fuente intrínsecamente discreta (telegrafo, computadora...) o procedentes de una fuente analógica sometida a un proceso de conversión analógico-digital A/D.

El auge que están experimentando actualmente los sistemas de comunicaciones digitales se debe a la progresiva utilización de las computadoras y a los desarrollos tecnológicos que permiten establecer sistemas digitales a costos cada vez menores. Los procesos de mecanización de muchas actividades industriales y empresariales se han establecido y encauzado mediante sistemas de transmisión digital. Las características de éstos últimos se verán a detalle más adelante. Existe una creciente tendencia hacia la integración de servicios de transmisión (voz, video, datos) en grandes redes digitales.

Aunque físicamente el canal de comunicaciones (cable, radio...) es de naturaleza analógica, el funcionamiento de un sistema de comunicación digital presenta variaciones con respecto a uno de tipo analógico. La primera es la relativa a la medida de la calidad del sistema, pues aún cuando las limitaciones físicas son del mismo tipo para ambos sistemas (ancho de banda, potencia, ruido...), los parámetros de calidad han de estar íntimamente ligados a la degradación que puede soportar cada sistema. Así, mientras que en los sistemas analógicos se transmite un voltaje (o intensidad) al receptor, y éste intenta reproducir la señal con una fidelidad tan grande como sea posible, en la transmisión digital el receptor decide cual de entre un conjunto de valores fue enviado. Por ello en un sistema analógico la medida de la calidad viene expresada por la relación señal a ruido, mientras que en uno digital esta medida de calidad es la proporción de errores o probabilidad de error propia del proceso de decisión mencionado.

La comunicación digital también tiene algunas desventajas ya que el procesamiento de la información es más complicado que en un sistema analógico. La señal digital es prácticamente siempre de naturaleza binaria (pulsos todo-nada, o diferentes niveles de tensión), y se caracteriza por una velocidad binaria expresada en bits por segundo. Estos bits representan los caracteres o en su caso las muestras codificadas. La codificación ofrece la posibilidad de garantizar el secreto de la información mediante cifrados especiales y permite aumentar la calidad y confiabilidad. Pero para que esto sea posible es muy importante el control de los errores en la

comunicación. Es obvio que los errores en la lectura de los datos podrían provocar una mala interpretación de la información. Además se debe mantener una sincronización muy estricta entre el transmisor y el receptor. Cualquier comunicación digital es intrínsecamente de naturaleza síncrona y no puede concebirse sin un perfecto sincronismo a nivel de caracteres y de bits.

1.2 PANORAMA DE LA TESIS

Se pretende en este trabajo mostrar algunos de los posibles "escollos" que tiene que salvar una señal binaria para que toda la información contenida en ella pueda ser recuperada por la máquina receptora. Esto quiere decir que se va a hablar del problema y se va a mencionar brevemente la posible solución.

Se van a tratar los problemas: del ruido, de las pérdidas, de la diafonía, de la intermodulación, de los errores y se va a hacer énfasis en el problema de la pérdida de sincronía entre el transmisor y el receptor y en la implementación de una técnica de "hardware" para solucionar esta dificultad.

La pérdida de sincronía de los relojes de un sistema ocasiona una diferencia de temporización entre sus etapas, provocando que el mensaje que se transmite no se interprete de una forma idéntica en el

receptor.

Para lograr la sincronía entre el transmisor y el receptor existen diferentes técnicas: Una forma de lograrlo es tener una señal de reloj maestra, que rija la temporización tanto en el transmisor como en el receptor; lo cual es muy costoso porque se necesita una línea especial para el manejo de la temporización. Otras técnicas son el enviar esporádicamente una señal de sincronía, o también se hacen viajar la señal de reloj implícita en el mensaje. Esta última técnica se conoce como regeneración de reloj, y es la más económica ya que no hay que transmitir señales extras.

En este trabajo se pretende estudiar a detalle las diferentes formas de sincronización, tratando además las características y los problemas que surgen en la transmisión digital de información. Para ésto se describe como se debe comportar una señal teóricamente (propagación de la señal), se definen las diferentes interferencias que afectan al mensaje (ruido) y se llega a la codificación de línea como una técnica para proteger a la señal de estas posibles perturbaciones.

Por último se diseña un codificador y un decodificador HDB3 (High Density Bipolar 3). Este código es un claro ejemplo de un método por el cual no se pierde la sincronización entre el receptor y el transmisor, ya que es posible la recuperación del reloj en el mensaje recibido. Además de tener la posibilidad de detectar posibles errores en la información gracias a la codificación de marcas invertidas (AMI).

CAPITULO 2

TRANSMISION DE DATOS

2.1 TRANSMISION DIGITAL DE DATOS

Como sabemos es posible transmitir señales analógicas o digitales. A continuación, se enumeran las principales ventajas de la transmisión de señales digitales sobre la transmisión de señales analógicas.

1. La comunicación digital es más fuerte en el sentido de que permite cierta cantidad de ruido y distorsión en la señal sin pérdida de información.

2. Los repetidores regenerativos a lo largo de la ruta de transmisión pueden detectar una señal digital y retransmitir limpia (libre de ruido), una nueva señal. Estos repetidores evitan acumulación de ruido a lo largo de la ruta. Esto no es posible en la comunicación analógica.

3. La implementación del "hardware" digital es flexible y permite el uso de microprocesadores, miniprocesadores, conmutación digital y circuitos integrados a gran escala.

4. Las señales digitales pueden ser codificadas para obtener índices de error extremadamente bajos y alta fidelidad, así como privacidad.

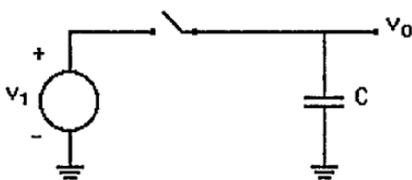
5. Es más fácil y más efectiva la multiplexión de varias señales digitales.

6. La comunicación digital es inherentemente más eficiente que la analógica en la realización del intercambio de la relación señal a ruido por ancho de banda.

2.2 MODULACION PCM

La modulación PCM es un método utilizado para transmitir una señal analógica por medio de su equivalente digital. Para esto es necesario muestrear la señal analógica, que es el principio

fundamental del procesamiento de las señales analógicas. En la figura se ilustra en forma conceptual el proceso de obtención de muestras de una señal analógica. El interruptor que se muestra se cierra periódicamente bajo el control de una señal de pulsos de reloj. El tiempo de cierre del interruptor, τ , es relativamente corto, y las muestras que se obtienen son almacenadas (retenidas) en el capacitor. El circuito de la figura es conocido como un circuito de muestreo y retención (S/H, sample and hold). Entre los intervalos de muestreo, éste es, durante los intervalos de retención, los niveles de voltaje en el capacitor representan a las muestras de la señal.



Cada uno de estos niveles de voltaje es entonces aplicado a la entrada de un convertidor A/D que proporciona un número binario de N bits correspondiente al voltaje de la muestra de señal. El hecho de que es posible realizar el procesamiento sobre un número limitado de muestras de una señal analógica, se basa en el teorema del muestreo.

El teorema del muestreo nos garantiza que las muestras tendrán toda la información contenida en la señal y es el siguiente:

Si una señal limitada en ancho de banda es muestreada a intervalos regulares de tiempo y a una velocidad igual o mayor a dos veces su frecuencia más alta, entonces la señal muestreada contiene toda la información de la señal original. Se puede reconstruir la señal utilizando un filtro paso-bajo (Nyquist).

Como ya se mencionó anteriormente la señal digitalizada puede ser reconstruida en cualquier punto del enlace de transmisión, el precio a pagar es el ancho de banda, ya que al digitalizar una señal analógica ésta ocupa más ancho de banda. Los sistemas prácticos requieren 16 veces el BW de su equivalente analógico (para un canal telefónico de 4 KHz se necesita $16 \cdot 4 = 64$ KHz para transmitirlo en PCM).

Las señales PCM son transmitidas por cable en forma bipolar (AMI). El espectro de la señal está centrado en una frecuencia equivalente a la mitad de la velocidad de transmisión. Un grave inconveniente de transmitir en código AMI es que cuando hay secuencias largas de ceros (no hay transiciones), los repetidores y el codificador no tienen manera de extraer el reloj. Este problema se ha resuelto prohibiendo largas secuencias de ceros. Se han desarrollado códigos bipolares que sustituyen un número N de ceros. Los más utilizados en la práctica son el B6ZS (binary 6 zeros substitution) y el HDB3 (high density bipolar 3). Este último es el que se desarrollará en este trabajo por ser el más utilizado en la práctica.

La codificación digital no es solo para señales analógicas ya que también se pueden convertir a binario los caracteres

alfanuméricos y también se puede hacer con ellos el proceso de multiplexaje de manera que todo viene a resultar señal binaria y los mismos problemas que tenga una señal de voz digitalizada los tendrá un texto digitalizado.

CAPITULO 3

PROPAGACION DE SEÑALES

3.1 PERDIDAS

Cuando cualquier tipo de señal viaja por cualquier tipo de medio de transmisión, experimenta pérdidas.

Lo que los ingenieros llamamos "pérdidas" es en realidad una conversión de energía eléctrica en energía calorífica ocasionando como resultado tangible que el voltaje de la señal recibida sea menor que el voltaje de la señal transmitida, aunque en realidad lo que se reduce es la potencia. Le llamamos pérdidas porque para nosotros no es factible reconvertir el calor disipado en la señal eléctrica original.

En ingeniería se manejan dos conceptos íntimamente relacionados, que son la ganancia y la atenuación en un sistema. La ganancia se define como el cociente de la potencia de salida entre la potencia de entrada. La atenuación o pérdidas se define a su vez como el cociente inverso; éste es la potencia de entrada entre la potencia de salida. Estos términos suelen expresarse en decibelios.

$$\text{ATENUACION} = 10 \text{ Log (Pin/Pout)}$$

$$\text{GANANCIA} = 10 \text{ Log (Pout/Pin)}$$

Las unidades logarítmicas son ampliamente utilizadas en transmisión de señales porque la potencia de éstas va disminuyendo en forma exponencial al aumentar la distancia recorrida por la señal y el uso de logaritmos hace que una variación exponencial se convierta en una variación lineal.

En transmisión de señales analógicas, las pérdidas se compensan con amplificadores lineales intercalados en la ruta. Este procedimiento tiene la enorme desventaja de que también se amplifica cualquier otra señal que llegue al amplificador y que esté en el rango de frecuencias en el que opera el sistema.

En comunicaciones digitales las pérdidas se compensan con regeneradores. La filosofía básica de éstos aparatos consiste en determinar si la señal que están recibiendo rebasa un límite de amplitud llamado umbral, en cuyo caso entregan a la salida un nivel alto libre de perturbaciones. En caso de que no se rebase el umbral, la salida estará en nivel bajo constante. Los regeneradores también cuidan de que la anchura de los pulsos que entregan sea la nominal.

3.2 RUIDO

El ruido se define como cualquier señal indeseada en un sistema de comunicaciones. El ruido y la forma de reducirlo es probablemente el problema más grande a enfrentar en la transmisión de información. También es la mayor limitante en cuanto a calidad en

los sistemas de telecomunicaciones. Se puede clasificar en cuatro categorías:

1. Ruido térmico
2. Ruido de intermodulación
3. Diafonía
4. Ruido impulsivo

3.2.1 Ruido térmico:

Es una perturbación de carácter aleatorio que aparece de forma natural en los conductores por agitación de los electrones; es dependiente de su temperatura, aumentando la potencia del mismo con ella. Se suele denominar "ruido blanco" debido a que, en la gama de frecuencias particular de trabajo, se puede considerar con densidad espectral uniforme.

A continuación se expondrán las expresiones y relaciones de potencia de ruido en una resistencia. Se seguirá el convenio de representar con minúsculas las magnitudes absolutas y con mayúsculas sus valores logarítmicos, para diferenciarlas entre sí. Se designará la potencia de ruido con las letras "n" y "N" para watt y dBm respectivamente.

La potencia media de ruido térmico o "ruido Johnson"

generado por una resistencia pura R es:

$$n = 4 \cdot k \cdot t \cdot b \cdot R$$

n : potencia media de ruido, watt.

k : constante de Boltzmann, $k = 1.381 \cdot 10^{-23} \text{ jul/}^\circ\text{K}$.

t : temperatura absoluta, $^\circ\text{K}$.

b : ancho de banda, Hz.

R : resistencia, ohmios.

En la práctica manejaremos siempre potencias disponibles, a las que llamaremos simplemente "potencia". Así tomaremos como potencia de ruido térmico (considerando que $R = 1 \text{ ohm}$):

$$n = 2 \cdot k \cdot t \cdot b$$

Ya que la mitad de la potencia del ruido se consume en la resistencia que la genera.

La constante de Boltzman puede expresarse como:

$$K = -228.6 \text{ dBW/Hz/}^\circ\text{K}$$

o también:

$$K = -198.6 \text{ dBm/Hz/}^\circ\text{K}$$

Suele tomarse como temperatura de referencia, $T_0 = 290$ °K; por lo tanto:

$$K.T_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$$

Si hacemos la evaluación a 1000 °K, resulta:

$$K.T = -168.6 \text{ dBm/Hz}$$

Como se observa, el ruido térmico es poco sensible a la temperatura. Para aumentar KT en 1 dB, debe incrementarse la temperatura en 75°.

Para un ancho de banda de 4 KHz, la potencia disponible de ruido es $N = -135$ dB. En telefonía se maneja la banda 300 -3400 Hz, de 3.1 KHz de anchura, para la cual la potencia disponible de ruido vale $N = -136$ dBm; considerando una temperatura de 290°K.

3.2.2 Ruido de intermodulación

La no linealidad de los sistemas da lugar a la intermodulación.

En un sistema lineal : $V_{out} = k V_{in}$, en un sistema a lineal :

$$V_{out} = k_1 V_{in} + k_2 V_{in}^2 + \text{-----}$$

Si alimentamos dos componentes senoidales a un sistema a lineal:

$$V_{in} = \text{sen } w_1 t + \text{sen } w_2 t$$

$$V_{out} = k_1(\text{sen } w_1 t + \text{sen } w_2 t) \\ + k_2(\text{sen}^2 w_1 t + 2\text{sen } w_1 t \text{sen } w_2 t + \text{sen}^2 w_2 t)$$

El segundo término del trinomio es el producto de las dos señales de entrada y es el que da origen a la intermodulación; entonces:

$$\text{sen } w_1 t \text{sen } w_2 t = \text{sen } (w_1 + w_2)t + \text{sen } (w_1 - w_2)t$$

Por la identidad trigonométrica

$$\text{sen}^2 w_1 t = (1 - \cos 2w_1 t)/2$$

Podemos ver que los términos cuadráticos generan segundas armónicas, por lo que la intermodulación siempre va acompañada de distorsión armónica. Pero la distorsión armónica no siempre va acompañada de intermodulación.

Si consideramos que la a linealidad tiene términos de potencia superior a dos, se pueden obtener los siguientes resultados al hacer pasar dos señales de frecuencias respectivas F1 y F2 por un sistema no lineal. El coeficiente indica el orden del armónico:

- Productos de segundo orden: $F1 \pm F2$
- Productos de tercer orden: $F1 \pm 2F2, 2F1 \pm F2$
- Productos de cuarto orden: $2F1 \pm 2F2, 3F1 \pm F2$

Los sistemas por los que pasan múltiples señales, como por ejemplo un equipo de radio multicanal, producen tantas señales de intermodulación, que éstas en conjunto se parecen al ruido blanco.

Las principales causas del ruido de intermodulación son:

- Niveles de entrada al sistema demasiado elevados que hacen trabajar a los circuitos en su región no lineal.
- Una alineación incorrecta del sistema paso-banda.

Las causas del ruido de intermodulación y del ruido térmico son diferentes, sin embargo sus efectos son similares, particularmente en los sistemas multicanales.

La intermodulación se elimina quitando sus causas; esto es, no rebasando los límites de amplitud permisibles en los amplificadores y alineando correctamente los filtros paso-banda. A veces no es posible cumplir la primera condición ya que la señal interferente no es producida en nuestros sistemas y entonces lo único que se puede hacer es ir a ver al causante del problema y solicitarle que reduzca la potencia de su señal.

3.2.3 Diafonía

El concepto de diafonía suele aplicarse normalmente a los medios de transmisión en general y más concretamente a las líneas metálicas. No obstante su aplicación es general cuando se trata de perturbaciones producidas entre sistemas homogéneos, o en el interior del mismo sistema. Las perturbaciones producidas por otros sistemas las consideraremos como interferencias. En general se define diafonía o cruce como: una transferencia indeseada de la potencia de la señal proveniente de una fuente, denominada perturbadora, al circuito que procesa otra señal denominada perturbada.

Como se ha dicho, esta perturbación es propia de sistemas que utilizan como medio de transmisión líneas metálicas sin blindaje (líneas aéreas, cables de pares y cuadretes), debido al acoplamiento electromagnético entre dichas líneas. Otras situaciones como la ya comentada de la intermodulación, puede dar lugar a fenómenos análogos en sistemas multiplex por división de frecuencia, siendo prácticamente imposible distinguir en algunos casos entre diafonía e intermodulación.

La diafonía puede ser de dos tipos:

- Inteligible: se reconoce como una señal análoga a la que se está recibiendo, pero sin que sea la emitida por la fuente. Su nombre procede de los sistemas telefónicos, en los cuales se escucha por el auricular otra conversación (u otras) que no es la producida por el

interlocutor, que es la única que se debería recibir.

- Ininteligible: cualquier otra forma de perturbación de un canal sobre otro. En telefonía se percibe como murmullos o siseos.

También puede ser clasificada en:

- Directa: se da en forma directa entre dos enlaces, canales, o circuitos del sistema de transmisión.

- Indirecta: la perturbación llega desde al enlace, canal o circuito perturbador al perturbado, a través de otro intermedio; puede ser del mismo o distinto sistema. A su vez puede ser "transversal" o "longitudinal" según la perturbación circule o no a través del enlace intermedio.

Una tercera clasificación general se da en función de que el transmisor y el receptor de los sistemas perturbador y perturbado, respectivamente sean próximos o lejanos:

- Paradiafonía, cuando la fuente perturbadora y el receptor de la señal perturbada están cercanos.

- Telediafonía, cuando la fuente perturbadora y el receptor de la señal perturbada están lejanos.

La importancia relativa de uno u otro tipo dependerá del sistema particular de transmisión adoptado, así como de las características de la señal suministrada por la fuente y del receptor, que en definitiva, determinan el comportamiento global del sistema de telecomunicación.

Las relaciones de diafonía se expresan en decibelios; siendo P1 la potencia de la señal perturbadora, en un punto de un sistema perturbador y P2 la potencia de la señal que como consecuencia, aparece en un punto de un sistema perturbado por el primero; se define la relación de diafonía entre ambos puntos mediante la expresión:

$$10 \log (P2/P1) \text{ [dB]}$$

Que representa simplemente las pérdidas de transmisión entre los dos puntos. Esta relación es la inversa de la "atenuación Ad" o "relación de señal cruce" que se aplica en telefonía a sistemas múltiplex que discurren sobre el mismo medio de transmisión. En estos sistemas los niveles de referencia son iguales en puntos homólogos. En este caso si la señal perturbadora se introduce a un nivel P1 (dBm0) en un punto del sistema perturbador y en el sistema perturbado se recibe en un punto a P2 (dBm0), la relación señal/cruce es precisamente P1 - P2 dB. Por ejemplo, si Ad = 40 dB, una perturbadora de 0 dBm0, producirá una diafonía de -40 dBm0.

La diafonía se elimina con blindajes adecuados en los cables que conducen las señales.

3.2.4 Ruido impulsivo

Es de carácter aleatorio en cuanto a su aparición; suele darse como impulsos y como trenes de ondas amortiguadas, ambos de corta duración y de amplitud comparable con la señal en un amplio espectro de frecuencias. Su causa principal son chispazos producidos por aparatos eléctricos, automóviles, ferrocarriles eléctricos, timbres eléctricos, perforadoras electromecánicas, automatismos, interruptores de luz, relés electromecánicos (muy usual en centrales de conmutación electromecánicas), etc... Su importancia es relativa en los sistemas analógicos (para transmisión telefónica, de T.V., radiofónica), pero es fundamental en los sistemas digitales (transmisión de datos, telegrafía). Su valor suele medirse como el número de veces que, durante un tiempo de observación específico, supera el nivel umbral establecido.

3.3 UNIDADES DE RUIDO

3.3.1 Relación señal a ruido RSR

Uno de los criterios más frecuentemente usados en la ingeniería de telecomunicaciones es el de la relación señal a ruido. Esta expresa, en decibelios, la cantidad en que una señal excede a su ruido asociado.

Dependiendo del mensaje que se quiera transmitir se necesitará un valor de S/N diferente. Se suelen aplicar los siguientes criterios:

Voz 30 dB

Video 45 dB

Datos 15 dB

El cociente S/N se define como:

$$S/N_{dB} = \text{Potencia}_{\text{señal}}(dBm) - \text{Potencia}_{\text{ruido}}(dBm)$$

3.3.2 La expresión Eb/No

Para sistemas de transmisión digital el parámetro Eb/No es más conveniente para calificar la señal recibida que el parámetro S/N. Definimos Eb/No como la energía de la señal recibida por bit por hertz del ruido térmico.

$$Eb/No = C / [kTe(\text{tasa de bits})]$$

donde C = Potencia de la señal recibida en decibelios.

También se puede expresar como:

$$E_b/N_0 = C_{dBW} - 10\log(\text{tasa de bits}) - (-228.6\text{dBW}) - 10\log T_e$$

donde T_e es la temperatura efectiva de ruido del receptor.

Dependiendo del tipo de modulación utilizada y de la forma de codificación de la señal transmitida, E_b/N_0 requerido para una cierta tasa de error dada (BER) varía de 4 a 20 dB.

3.3.3 Figura de ruido

Todas las redes sean activas o pasivas y todos los medios de transmisión reciben y generan alguna forma de ruido. La figura de ruido mide el ruido producido en la señal por una red real comparado con una red ideal (sin ruido). Para sistemas lineales se define como:

$$NF = (S/N)_{in} / (S/N)_{out}$$

También se puede expresar en función de kTB , donde $T=290$ °K (temperatura ambiente). Se observa que NF se puede interpretar como a una degradación de la señal en la red.

Si la ganancia G es igual a S_{out}/S_{in} :

$$NF = N_{out} / kTBG$$

$$NF_{dB} = 10 \log NF$$

3.3.4 Relación entre la figura de ruido y la temperatura de ruido

La temperatura de ruido de un bipuerto es el ruido térmico que este dispositivo añade al sistema. Si éste está conectado a una fuente libre de ruido, la temperatura de ruido equivalente será:

$$T_e = P_{ne} / Gkdf$$

donde G es la ganancia y df una pequeña banda de frecuencias. T_e es la temperatura efectiva de ruido a la entrada de la red, y P_e es la potencia de ruido disponible del dispositivo.

La relación de la temperatura de ruido de un puerto con su NF respectivo queda como:

$$NF = 1 + T_e / T_o$$

donde T_o es la temperatura ambiente(290°K)

El ruido en comunicaciones digitales puede ser eliminado completamente si a pesar de su presencia, los bits recibidos pueden ser identificados correctamente.

Teniendo en cuenta que una de las pocas herramientas matemáticas de que disponemos para analizar el ruido es la teoría de la probabilidad, la usaremos para determinar cuantos errores se pueden producir cuando el receptor intenta identificar los unos y los ceros.

En la figura siguiente podemos ver un cero y un uno binarios distorsionados y contaminados con ruido. A media altura podemos ver una línea llamada "umbral"; de modo que si la altura nominal de los pulsos recibidos sin ruido es de A volts, el umbral está a una altura de A/2 volts.

La probabilidad de que un cero sea identificado equivocadamente como un uno es igual a la probabilidad de que el ruido sea positivo y rebase el umbral. Así mismo, la probabilidad de que un uno sea identificado como cero es igual a la probabilidad de que la cresta del pulso más un pico de ruido negativo pasen abajo del umbral.

En general, como los unos y los ceros son eventos excluyentes las probabilidades individuales se pueden sumar; de esta forma:

$$P(te) = P(0) * P(e0) + P(1) * P(e1)$$

en la que:

$P(\text{te})$ es la probabilidad total de error

$P(0)$ es la probabilidad de transmitir un cero

$P(1)$ es la probabilidad de transmitir un uno

$P(e0)$ es la prob. de errar al reconocer un cero

$P(e1)$ es la prob. de errar al reconocer un uno

En un caso real, $P(0) = P(1) = 1/2$, ya que es muy difícil contar los unos y los ceros de un mensaje cuya longitud tiende a infinito.

Así mismo, si el umbral está a la mitad de la altura del pulso la probabilidad de que el ruido suba desde cero hasta el umbral es igual a la probabilidad de que el ruido baje desde el pico del pulso hasta el umbral. Resumiendo lo anterior:

$$P(0) = P(1) = 1/2$$

$$P(e0) = P(e1)$$

$$P(\text{te}) = 1/2 P(e0) + 1/2 P(e0) = P(e0) = P(e1)$$

Para calcular las probabilidades anotadas en la expresión anterior, es necesario acudir a la integral de la campana de Gauss, que se puede realizar con algunos modelos de calculadora o con tablas.

Para eliminar el ruido en señales analógicas se han desarrollado filtros muy sofisticados que tratan de imitar el proceso de filtrado de ruido realizado en el cerebro humano; éste es capaz, en

cierta medida de separar dos señales de la misma frecuencia, que es el caso que se presenta cuando se tiene una señal analógica combinada con ruido.

En Transmisión de datos, lo que se tiene que hacer para eliminar el ruido es cuidar que sus picos no rebasen el umbral de decisión de los regeneradores , que usualmente se sitúa a la mitad de la altura de los pulsos suponiendo que estos llegaran sin ruido.

Lo anterior nos da un procedimiento para determinar la máxima distancia que puede viajar una señal antes de que el ruido la destruya, o sea la máxima distancia que debe haber entre regeneradores.

CAPITULO 4

TECNICAS DE SINCRONIZACION

4.1 IDEAS BASICAS

Se ha mencionado que el problema grave en transmisión de datos consiste en que el receptor no puede identificar con certeza si está recibiendo un uno o un cero; para entender ésto se hará una descripción del proceso de identificación de la señal binaria:

Normalmente cuando un ser humano ve dibujado en el papel un pulso distorsionado y con ruido, realiza mentalmente un proceso de integración y dependiendo del área bajo la gráfica del pulso, decide a qué bit corresponde. Para ejecutar este proceso, un circuito electrónico deberá almacenar todos los valores de voltaje que presente el pulso y enseguida ejecutar con éstos un proceso de integración numérica. Este proceso es prácticamente imposible por la enorme cantidad de valores de voltaje que deben procesarse (teóricamente infinitos) y por la limitación de tiempo. En vez de lo anterior, el receptor toma una muestra angosta de la señal que está llegando y compara el voltaje de esa muestra con un nivel de referencia llamado umbral. Si el voltaje de la muestra es mayor o igual al umbral, el receptor decide que la muestra corresponde a un uno y viceversa.

La dificultad del proceso descrito consiste en que la muestra debe ser tomada en el mejor momento; ésto es, cuando el pulso alcance su nivel óptimo.

Para lograr esto, debe haber una adecuada sincronía entre los relojes del transmisor y el receptor, esto implica que deben operar a la misma frecuencia y con un adecuado ajuste de fase.

Para la correcta sincronización de los sistemas existen principalmente dos tipos de transmisión:

- Transmisión asíncrona. Con intervalos de arranque y parada se delimitan los caracteres, luego el propio esquema de transmisión resuelve el problema. Este sistema es sencillo pero ineficiente ya que requiere bits adicionales de arranque y parada.

- Transmisión síncrona. Es necesario lograr sincronización en tres niveles diferentes: (1) sincronización de portadora, (2) sincronización de bit, (3) sincronización de palabra. No requiere transmitir bits adicionales.

4.2 SINCRONIZACION DE BIT

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

1. Derivación de un estándar primario o secundario (p. ej. el

transmisor y el receptor encadenados a una fuente maestra de temporiza

2. Transmisión de una señal de sincronización independiente (reloj piloto).

3. Autosincronización, donde la información de temporización se extrae de la misma señal recibida.

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

Ejemplo del método de autosincronización: Se considera que una señal digital binaria se puede expresar como la suma de dos formas de onda: 1) una componente aleatoria, 2) una componente periódica, con la misma frecuencia fundamental del reloj. En consecuencia, cuando esta señal binaria se aplica a un circuito resonante sintonizado a la frecuencia del reloj, la señal de salida será la señal de reloj que se desea. En el caso de tratar con una señal bipolar, como es el código HDB3, es necesario rectificar la señal ya que una señal bipolar no contiene ninguna componente discreta de

frecuencia de reloj. Un problema es que se presentan pequeñas desviaciones aleatorias de temporización. Aun en los sistemas más sofisticados, aunque la fuente emita pulsos en los instantes correctos, las operaciones subsecuentes durante la transmisión (p. ej. en los repetidores) tenderán a desviar a los pulsos de sus posiciones originales. El Q del circuito temporizado que se utiliza para la extracción de temporización debe ser suficientemente grande para que proporcione una supresión adecuada de la variación de temporización, y suficientemente pequeña para cumplir con los principios de estabilidad. Durante los intervalos en que no hay pulsos a la entrada, la oscilación continúa debido al efecto de volante del circuito de alto Q. Mas la salida del oscilador aún es sensible al patrón de pulso: por ejemplo, durante una larga cadena de unos, la amplitud de la salida aumentará, mientras que durante una larga cadena de ceros, disminuirá. Esto introduce variación adicional en la señal de temporización extraída. Una ventaja del código HDB3 es que con él nunca se tendrán largas cadenas de ceros.

4.3 SINCRONIZACION DE PALABRA

Se supone conocido el número de bits por carácter. Hay que emplear algún esquema de bits cuyo reconocimiento permita, a transmisor y receptor, interpretar los N bits de un carácter de la misma forma. Una solución es transmitir un determinado número de caracteres de sincronismo antes de enviar la información útil. Existen

circuitos integrados que realizan esta función.

Supongamos, ahora, que ya se ha alcanzado la sincronización de carácter. Hay que delimitar unidades formadas por varios caracteres o en general por un número arbitrario de bits (longitud desconocida para el receptor). Una solución sería tener tramas (palabras) de longitud fija, solo sería necesario saber donde comienza cada una. Por ejemplo: pADIOSpHOLAX, este método no se usa ya que es fácil observar que impone fuertes restricciones e ineficiencias a los protocolos de comunicación. Para tramas de longitud variable se definen ristas de bits para delimitar el principio y fin de la trama, esta técnica se conoce como de principio y fin, surge el problema de que en el caso de que si estas ristas de bits están contenidas dentro de la palabra se perderá la sincronización. Para evitar ésto aparece el método de principio y cuenta, la trama contiene un campo con posición fija que indica la longitud del resto de los datos (p. ej. p4HOLA). En los protocolos orientados a bit la solución adoptada es la de las banderas de sincronización: la trama tiene una estructura fija y se interpreta en función de la posición de los bits. La trama va delimitada (al comienzo y al final) por una secuencia particular de bits: 01111110. En realidad sirve como sincronización de carácter y delimitador de principio y fin. La única restricción en los datos es que no aparezca la secuencia 01111110. Para evitarlo, el transmisor impide que se envíen más de cinco unos consecutivos. Después del quinto uno se inserta un cero. En recepción, cuando llegan cinco unos, si el siguiente bit es cero se elimina, si es uno probablemente es la bandera. En el peor de los casos, en el que todos los datos son unos,

la eficiencia del protocolo es de $5/6$.

4.4 SINCRONIZACION DE PORTADORA

La sincronización de portadora es similar a la sincronización de bit. Sin embargo, el problema es mucho más complicado. En la sincronización de bit, el problema reside en lograr la sincronización de intervalo a intervalo de bit, que es del orden de T_0 . En la sincronización de portadora, se debe lograr sincronismo dentro de una fracción de ciclo, y ya que la duración de un ciclo de portadora es $1/f_c \ll T_0$, el problema es grave. Debe recordarse que el error de fase que se puede tolerar es mucho menor que $\pi/2$. Por ejemplo, si se están transmitiendo datos a razón de 2 Mbits/segundo, el intervalo de bit es de 0.5 micros. Si estos datos se transmiten mediante VCFA con una frecuencia de portadora de 100 MHz, una fase de $\pi/2$ corresponde a 2.5 ns; o sea que la sincronización debe lograrse dentro de un intervalo mucho menor que 2.5 ns.

La sincronización de portadora se lleva a cabo mediante tres métodos generales similares a los que se utilizaron para la sincronización de bit:

1. Transmisor receptor encadenados a una fuente maestra de sincronización (estándar primario o secundario).

2. Se transmite una señal de sincronización por separado (una piloto).

3. Se usa autosincronización, donde la información de cronización se extrae de la misma señal que se recibe.

El primer método es caro y es adecuado sólo para grandes sistemas de datos, no para sistemas de punto a punto.

El segundo método emplea parte de la capacidad del canal para transmitir la información de cronización y causa alguna degradación en el funcionamiento (se gasta potencia en transmitir la portadora que no contiene en sí ninguna información). Pero éste es un método ampliamente usado en los sistemas de comunicación punto a punto.

El método de autosincronización extrae la portadora al elevar al cuadrado la señal entrante o mediante el uso de un circuito de Costas.

CAPITULO 5

CORRECCION Y DETECCION DE ERRORES

5.1 INTRODUCCION

En la transmisión de información, es importante diseñar el sistema de tal forma que se obtenga la máxima calidad de la señal en recepción. En sistemas analógicos esto implica usar un canal de transmisión con mínima atenuación, mínima distorsión y mínimo ruido. En sistemas digitales es necesario mantener la tasa de error (BER) al mínimo posible, esto usando técnicas de corrección de errores. En sistemas analógicos, estas técnicas no existen o requieren tiempos de proceso muy grandes. La tasa de error se define como el cociente de los bits incorrectos entre el total de bits recibidos.

Para mejorar la BER es necesario que el receptor pueda efectuar un proceso de corrección de los bits erróneos para lo cual se utiliza lo que comunmente se conoce como un código de detección.

Una característica común de todos los códigos de protección contra errores es la redundancia estructurada. En este método se insertan símbolos adicionales a la información. La redundancia estructurada permite tolerar el que varios símbolos de información puedan ser erróneos sin destruir la información que contienen, lo que causaría pérdida de información. Antiguamente se transmitía dos

veces cada palabra en Morse; es la forma más simple de redundancia. Es evidente que no resulta muy económico ya que se necesita el doble de tiempo para enviar un mensaje. Actualmente, se ponen bits redundantes a la palabra hasta que la tasa de error se acerca a un valor tolerable. Con ésto se obtiene una máxima eficiencia del canal.

5.2 TECNICAS DE PROTECCION PARA SEÑALES DIGITALES

5.2.1 Cadencia efectiva (throughput)

La cadencia efectiva expresa cuantos datos son verdaderos en un una serie de datos. En otras palabras, la cadencia efectiva cuantifica la eficiencia del canal. Este término nos da una medida de cuantos datos son útiles al equipo que los va a procesar. Es proporcional a la tasa de error, y varía con los sistemas de detección y corrección de error utilizados.

5.2.2 Naturaleza de los errores

En la transmisión de datos un error es un bit recibido incorrectamente. Los errores pueden aparecer en ráfagas o en forma de un solo bit aleatoriamente. El IEEE define las ráfagas de errores

como a un grupo de bits en el cual dos bits sucesivos están separados por menos de un cierto número de bits correctos (Ref. 37).

5.2.3 Detección y corrección de errores

Se debe hacer una diferencia entre la detección y la corrección de los errores. La detección, como su nombre lo indica, determina simplemente si hay o no errores. El primer método usado para la detección de errores es el del bit de paridad, que se agrega a cada byte para que el total de unos y el total de ceros sean pares.

La técnica de corrección de los errores permite determinar cuales son exactamente los bits erróneos. Existen dos técnicas básicas: la de corrección adelantada de errores FEC (forward error correction), y la de detección de error y retransmisión ARQ (automatic repeat request). Esta última utiliza los bits de paridad para detectar la presencia de errores. El receptor no intenta corregirlos, simplemente pide al transmisor una retransmisión de los datos. Se requiere por tanto un enlace doble (ida y vuelta) para establecer este dialogo entre transmisor y receptor. El primer tipo de control de errores, necesita solo un enlace de ida ya que en este caso los bits de paridad se calculan tanto para detectar la presencia de errores como para corregirlos. Como veremos no es posible corregir todos los errores existentes.

DETECCION DE ERRORES

Existen varias técnicas para la detección de errores, todas son redundantes (añaden bits o secuencias de bits a la información). Se suele llamar a la técnica de paridad como verificación de redundancia vertical VRC (vertical redundancy checking). Otra forma de redundancia utilizada es la longitudinal LRC (longitudinal redundancy checking) que se emplea cuando el mensaje consiste en uno o más bloques de datos. El LRC verifica el número de unos y ceros en las columnas del bloque (verticalmente). En el receptor se suman los unos o los ceros dependiendo de la convención que se use, si este número no es igual al BCC (block check character) existe un error (errores) en el bloque. Este método muy similar al VRC es mejor ya que es capaz de detectar más errores. Supongamos que dos ceros son reemplazados por dos unos en la segunda y tercera posición de bit de los caracteres 1 y 3 en un cierto bloque. El BCC detectará correctamente los errores mientras que el VRC no notará ningún problema. Un método más efectivo de detección de errores es el de redundancia cíclica CRC (cyclic redundancy check), que se basa en un código cíclico añadido al BCC. En este caso el BCC transmitido representa al resto de la división del bloque por un polinomio generado.

Matemáticamente se representa un bloque como la siguiente función:

$$a_n X^n + a_{n-1} X^{n-1} + a_{n-2} X^{n-2} + \dots + a_1 X + a_0$$

donde los coeficientes de a representan un número binario.

Por ejemplo el número 11011 se escribirá:

$$\begin{array}{cccccc} & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & a_0 \end{array}$$

que se convierte en

$$X^4 + X^3 + X^1 + 1$$

Si un polinomio de datos $D(X)$ es dividido por un polinomio generado $G(X)$, el resultado será el cociente $Q(X)$ y el resto $R(X)/G(X)$.

$$D(X) / G(X) = Q(X) + R(X) / G(X)$$

El CRC se suele usar para bytes de 16 bits de longitud. Actualmente se consideran tres recomendaciones para generar polinomios:

$$\text{CRC-16 (ANSI)} \quad X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$$

$$\text{CRC (CCITT)} \quad X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$$

$$\text{CRC-12} \quad X^{12} + X^{11} + X^3 + X^2 + X + 1$$

Se sigue teniendo que si el BCC obtenido es diferente del previamente acordado habrá uno o más errores en el bloque.

En la Ref.25 para CRC-12 se especifica que se pueden detectar errores para ráfagas mayores de 12 bits. Además se pueden detectar el 99.955% de las ráfagas de más de 16 bits. Para CRC-16 se detectan todas las ráfagas de 16 bits y el 99.955% de las de más de 16 bits.

FEC (Forward Error Correction)

La técnica de FEC consiste en un código binario que auto-corrige los errores producidos en el medio de transmisión. El receptor reconstruye los mensajes que contienen errores. Se usan dos técnicas de codificación de canal que son los códigos de bloques y los códigos convolucionales.

La distancia de Hamming mide la capacidad de un código para detectar y corregir errores. La distancia es el número mínimo de dígitos en el que varían dos palabras codificadas. Por ejemplo, para detectar E dígitos erróneos, se necesita un código con una distancia mínima de Hamming de $E+1$. Para corregir E errores, la distancia mínima de Hamming debe ser de $2E+1$. Un código con una distancia mínima de 4 puede corregir un error y detectar dos dígitos erróneos.

ARQ (Automatic Repeat Request)

Los procedimientos de alertar al transmisor de la detección de errores y la necesidad de retransmisión se conocen como métodos de petición automática de retransmisión (ARQ). Un primer procedimiento se denomina ARQ de parada y espera y solo requiere una conexión semiduplex. Consiste en que el transmisor envía un bloque de información y espera del receptor una señal de reconocimiento (ACK), que le indica que la información se ha recibido sin errores, antes de que proceda al envío de más información. Si se detectan errores, el receptor envía una señal de no-reconocimiento (NAK) y el transmisor retransmite la información. Otro procedimiento se denomina ARQ continua con vuelta atrás y consiste en que el transmisor envía continuamente paquetes de información, con un número de identificación, y el receptor envía los correspondientes ACK o NAK con la identificación del paquete. Cuando se recibe un NAK el transmisor retransmite desde el bloque

erróneo en adelante. Se requiere una conexión duplex. Finalmente, otro procedimiento es el denominado ARQ con repetición selectiva, que es parecido al anterior con la diferencia de que solo se retransmiten los mensajes recibidos con error.

La ventaja del ARQ sobre el FEC es que el equipo de detección es mucho más simple y se requiere el uso de menos redundancia en los códigos. Por otra parte debe usarse FEC cuando la conexión es simplex, o cuando siendo semiduplex los retardos con ARQ sean excesivos, o cuando el número esperado de errores (sin corrección) implique un número excesivo de retransmisiones. El codificador añade bits redundantes a los bits de datos. El decodificador utiliza la redundancia para decidir que mensaje fue transmitido. Añadir redundancia implica incrementar el ancho de banda de transmisión y añade complejidad al sistema. En teoría es posible generar códigos que permiten detectar o corregir cualquier error en una secuencia de datos, pero en la práctica hay un intercambio entre el número de bits redundantes añadidos y la velocidad de transmisión de información, que requiere alcanzar un compromiso.

5.3 CODIFICACION DE LINEA

5.3.1 Conceptos básicos

Los datos digitales se pueden transmitir mediante diferentes

códigos de transmisión o de línea, tales como encendido-apagado, polar, bipolar y otros. Cada uno presenta sus ventajas e inconvenientes. Entre otras un código de línea debe tener las propiedades siguientes:

1. Contenido adecuado de cronización. debe ser posible extraer información de cronización o de reloj de la señal.

2. Eficiencia. Para un ancho de banda y una potencia de transmisión dados, el código debe tener la mínima probabilidad de error de detección (o sea, la máxima inmunidad al ruido de canal y a la interferencia intersimbólica IIS).

3. Capacidad de detección y de corrección de errores: Debe ser posible detectar y de preferencia corregir, el error en la detección. En el caso bipolar, por ejemplo, un solo error ocasionará violación bipolar y puede ser detectado fácilmente.

4. Densidad espectral de potencia favorable: El espectro de la señal debe igualarse a la respuesta de frecuencia del canal. Por ejemplo, si un canal posee alta atenuación en las frecuencias más bajas, el espectro de la señal debe tener una DEP pequeña dentro de este rango para evitar excesiva distorsión de la señal. Es también deseable tener cero cuando $\omega=0$ (cd), ya que el acoplamiento a ca se utiliza en los repetidores. Una potencia significativa en las componentes de baja frecuencia hace que la cd vague dentro de la corriente de pulsos cuando se usa el acoplamiento a ca.

5. Transparencia: Debe ser posible transmitir correctamente una

señal digital independientemente del patrón de 1's y 0's. Anteriormente vimos que una larga sucesión de 0's podría ocasionar errores en la extracción de temporización. Si los datos se codifican de manera que para toda sucesión posible de datos la señal codificada se reciba fielmente, el código será transparente.

5.3.2 Densidad espectral de potencia

Son varios los factores que intervienen en la transmisión de datos, tales como la potencia, la frecuencia de transmisión y el ancho de banda de la señal.

Es necesario cuidar que la señal al ser transmitida tenga la potencia necesaria para llegar a su destino, pero no debe ser demasiada potencia pues además de constituir un gasto, puede interferir con alguna otra línea de transmisión cercana.

Hay que cuidar también que el ancho de banda de la señal quede dentro de los límites establecidos ya sea por las exigencias de los circuitos receptores o por garantizar los márgenes dados por la institución reguladora (en México la S.C.T.), si el ancho de banda sobrepasa los límites la señal interferirá en el campo de las frecuencias contiguas.

Cuando queremos analizar el contenido espectral de una señal generalmente pensamos en su espectro de frecuencias, o sea si la

señal es $f(t)$ buscamos su transformada de fourier $F(\omega)$. Sin embargo esta operacion matemática no es la más conveniente ya que al graficarla, el eje de las ordenadas quedará expresado en volts. El voltaje no es él que determina si una componente espectral debe ser considerada o nó, sino la potencia de la señal y para ésto lo que hay que obtener es la densidad espectral de potencia.

La densidad espectral de potencia es una $f(\omega)$ tal que al integrarla se obtiene la potencia de la señal:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega = P \text{ total}$$

Consideremos una función $g(t)$, para obtener $Sg(\omega)$ tenemos que deducir primero una expresión para $Rg(\tau)$ que es la autocorrelación de la señal:

$$Rg(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} g(t) g(t+\tau) dt$$

Esta expresión es función del tiempo; se calcula su

transformada de fourier para así obtener la densidad espectral de potencia $S_g(\omega)$ que es función de la frecuencia.

$$S_g(\omega) = F \{R_g(\tau)\}$$

La potencia de la señal será entonces:

$$P = 1/\pi \int_0^{\infty} S_g(\omega) d\omega$$

Se calcula solo para frecuencias positivas, ya que la función $S_g(\omega)$ es simétrica con respecto al eje de las ordenadas.

Para el caso particular de una señal binaria, consideremos un serie de impulsos de magnitudes y polaridades arbitrarias, uniformemente separados.

Para obtener $S(\omega)$, tenemos que deducir primero una expresión para $R_x(\tau)$, que es la función de autocorrelación del tren de impulsos $x(t)$. Consideremos un tren de impulsos rectangulares con anchura e y altura h_k en el k -ésimo pulso. Por esto la intensidad del pulso $A_k = eh_k$.

Si $x(t)$ se hace pasar por un filtro con respuesta al impulso unitario $p(t)$, entonces la salida $y(t)$, será el mismo tren de pulsos pero con pulsos de forma $p(t)$. Estos pulsos se repiten cada T_0 segundos y el pulso en $K T_0$ es $A_k p(t)$.

La densidad espectral de potencia a la salida $y(t)$ del filtro es:

$$S_y(\omega) = |P(\omega)|^2 S_x(\omega)$$

Al tren de pulsos le llamaremos $x(t)$, por lo tanto tomando en cuenta que ε es la anchura del pulso y que τ es el desplazamiento entre un pulso y otro de la misma función, siendo $\tau < \varepsilon$, la integral en la ecuación anterior es el área bajo la curva de la señal $x(t)$ multiplicada por $x(t)$ retardada por τ ($\tau < \varepsilon$), por lo tanto el área es $(hk)^2(\varepsilon - \tau)$, por lo tanto:

$$R_{\bar{x}}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_k (hk)^2 (\varepsilon - \tau)$$

$$R_{\bar{x}}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_k (ak)^2 \left[(\varepsilon - \tau) / \varepsilon^2 \right]$$

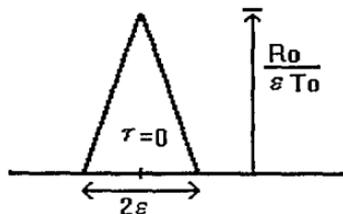
$$R_{\bar{x}}(\tau) = R_0 / (\varepsilon T_0) [1 - (\tau - \varepsilon)]$$

$$\text{donde : } R_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{(T_0 / T) \sum_k (Ak)^2}{k}$$

como $R_{\bar{x}}(\tau)$ es función par de τ , entonces :

$$R_{\bar{x}}(\tau) = [R_0 / (\varepsilon T_0)] [1 - (|\tau| / \varepsilon)], \quad |\tau| < \varepsilon$$

por lo tanto $R_x(t) \rightarrow 0$ cuando $\tau \rightarrow \varepsilon$.



Si τ se incrementa mucho, comenzará a traslaparse con el siguiente pulso originando otro pulso triangular de altura $R_1/(\epsilon T_0)$ y anchura 2ϵ con centro en $\tau = T_0$

$$R_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k A_{k+1}$$

Este efecto sucede para $2T_0, 3T_0$ y así sucesivamente, por lo que $R_x(\tau)$ es una sucesión de pulsos triangulares de anchura 2ϵ con centro en $t=0, \pm T_0, \pm 2T_0 \dots$ y altura $R_n/(\epsilon T_0)$, donde:

$$R_n = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k A_{k+n}$$

Para encontrar $R_x(\tau)$, se hace que $\epsilon \rightarrow 0$ en $R_x(\tau)$.

Cuando $\epsilon \rightarrow 0$, la anchura de cada pulso triangular tiende a cero y la altura tiende a infinito en tal forma que el área será finita.

Para el n -ésimo pulso con centro en nT_0 , la altura es $R_n/(\epsilon T_0)$ y el área será R_n/T_0 .

$$\text{Area} = (2\epsilon)[R_n/(\epsilon T_0)]/2 = R_n/T_0$$

Por lo tanto: $R_x(\tau) = 1/T_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} R_n \delta(\tau - nT_0)$

con $R_n = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k A_{k+n}$

La densidad espectral de potencia $S_x(\omega)$ es la transformada de fourier de $R_x(\tau)$:

$$S_x(\omega) = 1/T_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} R_n (e)^{-jn\omega T_0}$$

como $R_{-n} = R_n$ entonces:

$$S_x(\omega) = 1/T_0 [R_0 + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} R_n \cos n\omega T_0]$$

Si el tren se aplica a un filtro con respuesta al impulso unitario $p(t)$, la salida será $y(t)$.

$$S_y(\omega) = |P(\omega)|^2/T_0 \left[R_0 + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} R_n \cos n\omega T_0 \right]$$

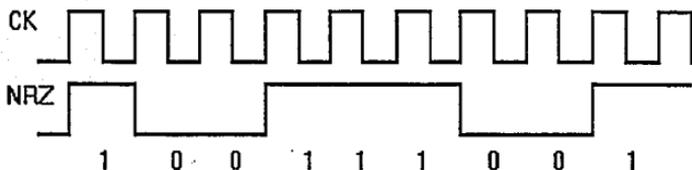
Esta es la formula general, la cual no se puede utilizar directamente porque los valores de $P(\omega)$, R_0 y R_n varían dependiendo del código que se analice.

5.3.3 Análisis espectral de los principales códigos de línea

En este capítulo se pretende describir como se forman los principales códigos de línea y calcular la densidad espectral de potencia correspondiente a cada uno.

CODIGO NRZ (encendido-apagado)

Las siglas NRZ significan no retorno a cero (no return to zero). 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; ésto es, no se distingue la separación entre ceros contiguos y unos contiguos.



Este es el formato que se utiliza como patrón de referencia o base de comparación para determinar las ventajas o desventajas de cualquier otro arreglo que se puede implementar.

Si el eje del tiempo fijo en un valor de voltaje cero, coincide con el nivel de los de los ceros lógicos, estamos en el caso usual de la señal de salida de un circuito TTL, en el que los ceros se representan como cero volts y los unos con +5 volts y entonces la señal se llama unipolar.

En este código de cada bit se reconoce por sí mismo, sin la ayuda de los anteriores, por lo que un error en la identificación de un símbolo no introduce confusión en la identificación del siguiente. Por ésto se dice que el código NRZ no permite la propagación de los errores.

Cuando los ceros se presentan con un voltaje negativo y los unos con voltaje positivo, entonces estamos en el caso de una señal polar, que tiene la ventaja de que reduce (pero no anula) la componente de directa de la señal.

Pero por otra parte es fácil notar que si se presenta un error y un bit que se encuentra en estado alto se identifica en estado bajo, no hay forma de detectar el error, lo que implica que con este código, el

receptor no es capaz de detectar y corregir errores.

Análisis espectral de NRZ:

En el intervalo T , que se toma para analizarlo, existen T/T_0 posiciones de los pulsos. Este intervalo lo tomamos de $-T/2$ a $T/2$.

La señal de encendido-apagado, tiene solamente dos posiciones que son 1 o 0. Supongamos que los unos y los ceros son igualmente probables, lo que nos indica que será $A_k=1$ para la mitad de los pulsos y $A_k=0$ para la otra mitad.

Como el total de los pulsos es T/T_0 , entonces $A_k=1$ para $T/2T_0$ pulsos $A_k=0$ para el resto de los $T/2T_0$ pulsos.

por lo tanto:

$$R_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} T_0 / T \sum_k (A_k)^2 = T_0 / T (T / 2T_0) (1)^2 = 1/2$$

y para R_n :

$$R_n = \lim_{T \rightarrow \infty} T_0 / T \sum_k A_k (A_{k+n})$$

Hay que considerar que el producto $A_k(A_{k+n})$ puede ser un 1 o un cero. A_k es 1 la mitad de los pulsos y 0 la otra mitad, A_{k+n} se

encuentra en el mismo caso, por lo que el valor del producto tiene cuatro posibilidades: $1*1$, $1*0$, $0*1$ y $0*0$ siendo estas combinaciones igualmente probables, de tal forma que el producto $A_k.(A_{k+n})$ será uno la cuarta parte de los términos y las otras tres cuartas partes del producto será cero.

$$R_n = T_0 / T(T / 4T_0)(1) = 1 / 4$$

Como

$$S_x(\omega) = 1 / T_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_n(e)^{-jn\omega T_0}$$

$$S_x(\omega) = 1 / (2T_0) + \sum_{-\infty}^{-1} [1 / (4T_0)](e)^{-j\omega n T_0} + \sum_1^{\infty} [1 / (4T_0)](e)^{-j\omega n T_0}$$

$$S_x(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} [1 / (4T_0)](e)^{-j\omega n T_0} + 1 / (4T_0)$$

por la relación $\sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_0) = 1 / T_0 \sum_{-\infty}^{\infty} (e)^{-jn\omega t}$; $\omega_0 = (2\pi / T_0)$

convertimos

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} (e)^{-jn\omega T_0} = (2\pi / T_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[\omega - (2\pi n / T_0)]$$

entonces

$$S_x(\omega) = 1 / (4T_0) + \left[(2\pi) / (4T_0^2) \right] \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta [\omega - (2\pi n / T_0)]$$

Como la DEP es la entrada $S_x(\omega)$ por $|P(\omega)|^2$ donde $P(\omega)$ es la transformada de Fourier del pulso básico $p(t)$ que se usa,

$$S_y(\omega) = \left[|P(\omega)|^2 / (4T_0) \right] \left[1 + (2\pi / T_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta [\omega - (2\pi n) / T_0] \right]$$

Esta es una ecuación general para señales unipolares, donde los pulsos se codifican como 1 ó 0 según sea el caso, y para cualquier forma de pulso $p(t)$, siempre y cuando se obtenga su transformada de Fourier.

Un pulso codificado en NRZ, que es un pulso de anchura completa, tiene la forma $p(t) = \pi(t/T_0)$

La transformada de Fourier de $\pi(t/T_0)$ es $(T_0 \text{ sinc}(\omega T_0 / 2\pi))$

entonces:

$$S_y(\omega) = \left[(T_0 \text{ sinc}(\omega T_0 / 2\pi))^2 / (4T_0) \right] \left[1 + (2\pi / T_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta [\omega - (2\pi n) / T_0] \right]$$

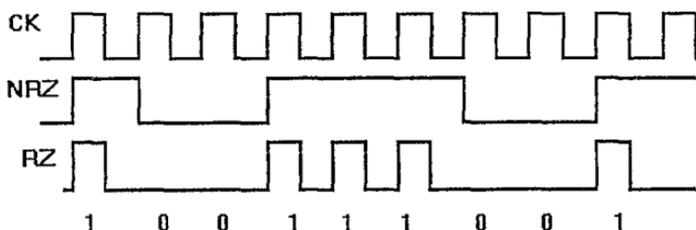
$$S_y(\omega) = \left[(T_0/4) (\text{sinc}^2(\omega T_0 / 2\pi)) \right] \left[1 + (2\pi / T_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[\omega - (2\pi n) / T_0] \right]$$

El producto de $[(T_0/4)(\text{sinc}^2(\omega T_0/4\pi))]$ nos da la forma del espectro (lóbulos espectrales) y ese mismo producto de la sumatoria de los impulsos nos da los impulsos que aparecen dentro del espectro.

CODIGO RZ

RZ-UNIPOLAR

Las siglas RZ significan con retorno a cero (return to zero). Este formato tiene una estructura muy sencilla: los unos se codifican con voltaje alto, pero solamente durante medio periodo y con voltaje bajo durante el otro medio periodo. Los ceros se codifican como voltaje bajo todo el periodo.



Si comparamos las señales NRZ y RZ se puede observar que la señal RZ tiene la mitad del área de la NRZ, por lo que la componente de directa también se reduce a la mitad.

No existe detección de errores ni forma de corregirlos. La inversión de fase de la señal puede ser detectada, pero para poder recuperar el mensaje, la señal debe ser nuevamente invertida.

Análisis espectral de RZ-Unipolar:

El desarrollo del análisis espectral de potencia de este código es muy similar al del análisis para la señal NRZ, solamente hay que considerar la forma del pulso, que en vez de ser la anchura completa es de media anchura.

Un pulso de media anchura se presenta como $p(t) = \pi(2t/T_0)$, y su transformada de fourier es $P(\omega) = (T_0/2) \text{sinc}^2(\omega T_0/4\pi)$.

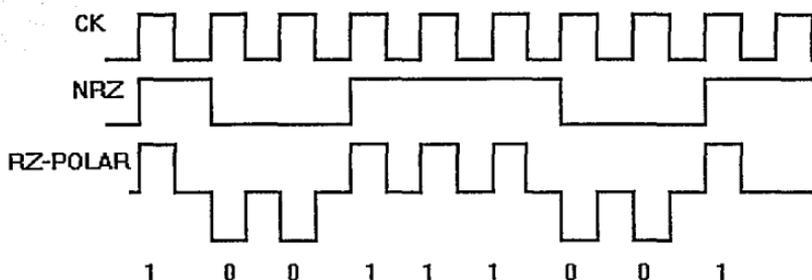
Basándose en la expresión general obtenida para señales unipolares que se dedujo en el análisis para señales NRZ, tenemos que:

$$S_y(\omega) = [(T_0/16) \text{sinc}^2(\omega T_0/4\pi)] [1 + (2\pi/T_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - (2\pi n/T_0))]$$

RZ-POLAR

La estructura de este código es:

- a) Los unos tienen un voltaje positivo durante medio periodo y voltaje cero el otro medio periodo.
- b) Los ceros tienen voltaje negativo durante medio periodo y voltaje cero el otro medio periodo.



Se puede observar que la componente de directas es casi nula (esto depende de la cantidad de unos y ceros en el mensaje). No hay propagación de errores, ya que un pulso mal interpretado no provoca otros errores a consecuencia de ese error.

En caso de que un nivel negativo se convierta en un nivel positivo y viceversa, el error no puede ser detectado ni corregido, sólo se puede detectar un error cuando un nivel diferente de cero o viceversa.

No hay inmunidad a la inversión de fase puesto que la señal volteada al revés tiene el mismo aspecto que al derecho.

Análisis espectral de RZ-POLAR:

En la señalización polar, un 1 se transmite mediante un pulso $p(t)$ y un cero mediante un pulso $-p(t)$. En este caso, A_k tiene igual probabilidad de ser 1 ó -1, y A_k^2 siempre será 1.

Por lo tanto:

$$R_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k^2 = (T_0/T)(T/T_0)(1) = 1$$

$A_k \cdot A_{k+n}$ puede ser 1 ó -1. Para la mitad de la combinación es 1 y para la otra mitad es -1, por lo que $R_n=0$, y esto provoca que:

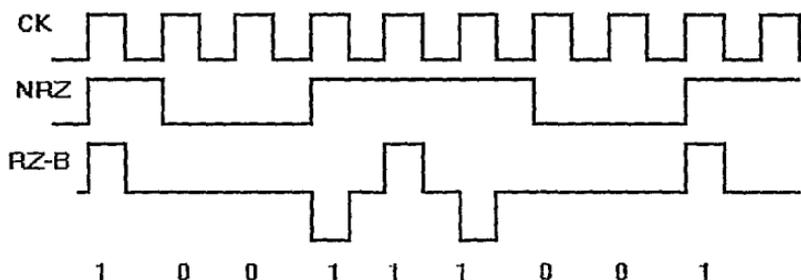
$$S_y(\omega) = [|P(\omega)|^2 / T_0] R_0 = |P(\omega)|^2 / T_0$$

Para pulsos rectangulares de media anchura:

$$S_y(\omega) = (T_0/4) \text{sinc}^2(\omega T_0/4\pi)$$

CODIGOS BIPOLARES:

En este esquema de señalización un cero se transmite por ausencia de pulso, y un uno se transmite mediante un pulso $p(t)$ o $-p(t)$ dependiendo de si el uno anterior se transmitió como $-p(t)$ o $p(t)$. Alternando pulsos consecutivos podemos evitar que vague el nivel de cd y ocasionar así una cd nula en la DEP. La señalización bipolar actualmente utiliza tres símbolos $[p(t), 0$ y $-p(t)]$ y, en consecuencia es en realidad ternaria más que binaria. Un ejemplo de éstos códigos es el RZ-bipolar:



Su capacidad para detectar errores es muy limitada, ya que solamente puede detectar una violación a la regla de inversión alternadas de marcas cuando se presenta entre dos marcas correctas.

La sincronización del receptor no es muy buena pero se puede lograr rectificando la señal recibida, lo que la convierte en una señal unipolar, en la que un tren largo de ceros puede propiciar el desajuste en la señal de temporización del receptor.

Análisis espectral de RZ-Bipolar:

Para calcular la densidad espectral de potencia DEP, notemos que la mitad del mensaje binario son unos y la otra mitad son ceros.

Los ceros se codifican como ausencia de pulso, provocando así, que la mitad de las A_k sean 0, y los unos se codifican como 1 ó -1, provocando que A_k^2 sea 1.

Debido a que de los pulsos T/T_0 pulsos posibles la mitad es cero, entonces solamente hay $T/2T_0$ pulsos en el intervalo $(-T/2, T/2)$, entonces:

$$R_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k^2 = (T_0/T)(T/2T_0)(+1)^2 = 1/2$$

En el caso en el que se encuentren dos unos consecutivos, por la alternación de los pulsos, siempre el producto de estos dos pulsos consecutivos será -1, ya que uno es positivo y el siguiente es negativo, o viceversa.

Como tenemos solamente dos posibilidades que son -1 y 0, nos puede dar cuatro patrones posibles para el producto $A_k(A_{k+1})$: (1 1), (1 0), (0 1), (0 0), teniendo como resultado del producto -1, 0, 0 y 0 respectivamente.

Esto es que para la cuarta parte de los pulsos del intervalo T/T_0 , $A_k(A_{k+1})$ será -1 y para el resto será 0.

Entonces:

$$R_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k A_{k+1} = (T_0/T)(T/4T_0)(-1) = -1/4$$

Para $n > 1$, $A_k(A_{k+n})$ puede ser 0, 1 ó -1. La probabilidad de que el producto sea 1 es la misma de que sea -1 (la probabilidad es de 1/8). Por la suma de A_k y A_{k+n} será igual a cero.

$$R_n = \lim_{T \rightarrow \infty} (T_0/T) \sum_k A_k A_{k+n} = (T_0/T)(T/8T_0)[(1) + (-1)] = 0$$

Y entonces:

$$S_y(\omega) = \left[|P(\omega)|^2 / (2T_0) \right] [1 - \cos \omega T_0] = \left[|P(\omega)|^2 / T_0 \right] \text{sen}^2(\omega T_0 / 2)$$

Hay que notar que para $\omega=0$, $S_y(\omega)=0$ independientemente de $P(\omega)$, por lo que la densidad espectral de potencia tiene una cd nula, característica deseable para el acoplamiento de ca.

Si consideramos que los pulsos son rectangulares de media anchura, entonces:

$$S_y(\omega) = (T_0/4) \text{sinc}^2(\omega T_0 / 4\pi) \text{sen}^2(\omega T_0 / 2)$$

DISEÑO DEL CODIFICADOR Y DEL DECODIFICADOR HDB3

6.1 CODIGO HDB3

HDB3 es un código de línea que tiene como objetivo proteger y conservar la sincronía del reloj del receptor con respecto al reloj del transmisor.

Otro objetivo que cumple es el identificar si la señal recibida contiene bits erróneos, aunque no se sepa exactamente cuales son los bits erróneos.

El problema que intentamos resolver es la dificultad que experimenta el receptor para identificar los unos y los ceros en la señal que está analizando.

Este problema tiene muchas causas (distorsión, pérdidas, ruido, etc...) y una de ellas es la desincronización del reloj del receptor con respecto al reloj del transmisor. Este fenómeno es consecuencia de la aparición de largas cadenas de ceros en el mensaje original.

El código HDB3 transforma el mensaje original en otro mensaje que involucra algunos unos adicionales para que no existan

largas cadenas de ceros y así el receptor pueda sincronizarse con facilidad; después de logrado esto, el receptor debe eliminar los pulsos agregados.

DEFINICION DEL CODIGO HDB3 (CCITT G.703)

Para convertir una señal binaria en una señal HDB3 se aplican las siguientes reglas de codificación:

- 1) La señal HDB3 es pseudoternaria: sus tres estados se designan por B+, B-, y 0.
- 2) Los 1 de la señal binaria se codifican alternadamente como B+ y B- en la señal HDB3 (inversión de marcas alternadas AMI).
- 3) Los ceros de la señal binaria se codifican como ceros en la señal HDB3, pero en el caso de que la señal binaria contenga secuencias de cuatro ceros se aplican reglas particulares.

La siguiente tabla resume como codificar las secuencias de cuatro ceros.

POLARIDAD DEL ULTIMO UNO	TOTAL DE UNOS PAR DESDE LA ULTIMA SUSTITUCION	TOTAL DE UNOS IMPAR DESDE LA ULTIMA SUSTITUCION
+	-00-	000+
-	+00+	000-

Por ejemplo: si el último uno antes de la cadena de cuatro ceros es positivo y hay un número par de unos desde la última sustitución, entonces la cadena de cuatro ceros se reemplaza con B-,0,0,B+. Las otras tres posibilidades se explican de forma similar. Si hay una cadena de ocho ceros se vuelve a aplicar la tabla considerando número par de unos desde la última sustitución.

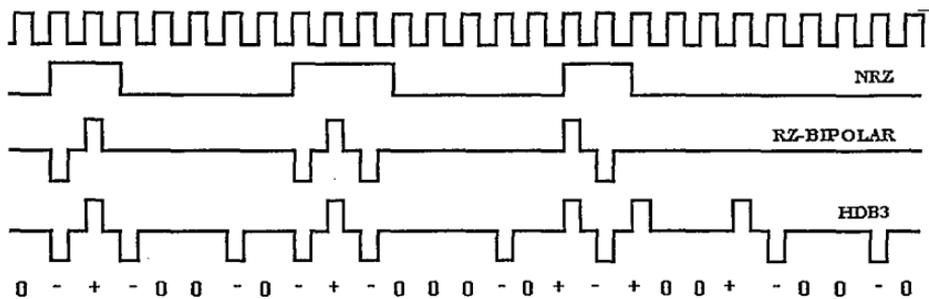
En la siguiente figura podemos ver un ejemplo de codificación HDB3.

La primera señal es el reloj.

La segunda señal es el mensaje original.

La tercera señal es el mensaje convertido a RZ-bipolar.

La última señal es el mensaje codificado en HDB3.



6.2 DISEÑO DEL CODIFICADOR HDB3

Partiendo de la definición del código HDB3, podemos ver cuales son las principales variables que intervienen en el circuito del codificador. Se necesita detectar las secuencias de cuatro ceros; además es necesario saber la polaridad del último uno antes de la secuencia a sustituir (PU1) y si el número de unos desde la última sustitución es par o impar (N1US).

Para detectar las secuencias de cuatro ceros se utiliza un registro de corrimiento 74194, en el que se van acomodando en paralelo los bits del mensaje original, que se generan en serie. A la salida de tal registro se tiene una lógica combinatorial que al recibir cuatro ceros genera un pulso de control para activar el dispositivo que produce las sustituciones.

Para saber si la polaridad del último uno PU1 es positiva o

negativa, se convierte la señal NRZ a RZ y ésta última se hace pasar por un flip-flop 7473 configurado como "toggle" (ésto es que para cada pulso de entrada las salidas cambian de estado). Se considera que si el toggle entrega un cero la polaridad del uno debe ser positiva y viceversa.

Para saber si el número de unos desde la última sustitución es par o impar se hace pasar la misma señal RZ por otro flip-flop 7473, pero reiniciando la cuenta cada vez que hay una secuencia de cuatro ceros; ésto por medio de la entrada CL.

Las variables que se tiene a la entrada del circuito son la señal NRZ y el reloj del sistema. A partir de estas dos señales se obtienen PU1 y NIUS. La tabla de verdad describe como debe ser la sustitución de los ceros:

PU1	NIUS	CUARTO CERO	PRIMER CERO
0 (+)	0 (PAR)	1	1
0 (+)	1 (IMPAR)	1	0
1 (-)	0 (PAR)	1	1
1 (-)	1 (IMPAR)	1	0

Es fácil ver que el cuarto cero se representa con nivel alto y que el primer cero es igual a NIUS, entonces las entradas paralelas

del registro 74194 se conectarán como sigue:

A → Vcc

B → GND

C → GND

D → NIUS

Se hace otra tabla de verdad para definir la polaridad de los unos normales:

PU1	NRZ	P-	P+
0 (+)	0	0	0
0 (-)	1	1	0
1 (+)	0	0	0
1 (-)	1	0	1

$$P- = PU1 \cdot NRZ$$

$$P+ = PU1 \cdot NRZ$$

Nos falta solo definir la polaridad de las sustituciones, para ésto se define una nueva variable que sirve para detectar el caso en el que se tengan secuencias de ceros muy largas (secuencias de ocho ceros o más). La tabla de verdad para la polaridad de las sustituciones

queda como sigue:

PU1	N1US	SM	P+'	P-'
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	0

Se obtienen las ecuaciones de las señales P+' y P-' a partir de los mapas de Karnaugh:

	00	01	11	10
0	1	0	1	0
1	0	0	1	1

	00	01	11	10
0	0	1	0	1
1	1	1	0	0

$$P+' = QD.NRZ.(PU1.N1US+PU1.SM+PU1.N1US.SM)$$

$$P-' = QD.NRZ.(PU1.N1US+PU1.SM+PU1.N1US.SM)$$

La señal SM (sustituciones múltiples) se obtiene a partir de otro registro de corrimiento por el que se hace pasar la señal QD. Si se detecta que ha habido una segunda sustitución, un flip-flop indica cual debe ser la polaridad de ésta última.

Las señales P+ y P+' se suman para obtener la totalidad de pulsos positivos OUT+, se hace la misma operación con los pulsos negativos OUT-. Por medio de un amplificador operacional configurado como restador se hace (OUT+)-(OUT-) y se obtiene finalmente la señal HDB3.

6.3 DISEÑO DEL DECODIFICADOR HDB3

Las diferentes etapas del decodificador son las siguientes: primero se rectifica la señal HDB3, para a partir de ésta recuperar la señal de reloj. Esto se logra gracias a que la señal HDB3 rectificada se puede considerar como una señal RZ, por lo que tendrá su máxima componente espectral en la frecuencia del reloj. Esta componente se filtra con un paso-banda centrado a la frecuencia de la señal HDB3 rectificada. Se optó por utilizar dos filtros (en vez de uno solo) de segundo orden para tener así mejores resultados. La senoide obtenida a la salida del filtro se aplica a un detector de cruce por cero, y con ésto se tiene la señal de reloj.

Simultaneamente a este proceso se separa la señal en pulsos positivos y pulsos negativos. Esto se hace simplemente con un par de diodos (uno para cada señal). A cada una de éstas se le eliminan los unos sobrantes por separado. Y se juntan al final para obtener la señal NRZ original.

Para eliminar los unos sobrantes se vuelve a utilizar un registro de corrimiento 74194 que los elimina en el momento que detecta que ha habido una sustitución.

La tabla de verdad de la función que hace que se carguen ceros a la entrada del 74194 es la siguiente. Este caso es el de los pulsos positivos.

QA	QB	QC	QD	QE	QA-	QB-	QC-	QD-	QE-	SI
1	0	0	1	/	/	0	0	/	/	1
1	0	0	0	1	/	0	0	0	/	1

Las variables QA, QB, ... son las diferentes salidas de los dos registros de corrimiento 74194. El simbolo "/" representa los casos en los que no importa si se tiene un uno o un cero en la salida. Las ecuaciones que se obtienen de la tabla son las siguientes:

$$SI+ = QA.QB.QC.QB-.QC-.(QD+QE)$$

Para la señal negativa se obtiene la ecuación de forma análoga.

$$SI- = QA-.QB-.QC-.QB.QC.[(QD-).(QE-)]$$

Como se mencionó anteriormente se suman las señales positiva y negativa, ya sin las substituciones y se obtiene así la señal NRZ original.

6.4 DISEÑO DEL GENERADOR DE LA PALABRA DE PRUEBA

Para poder probar el buen funcionamiento del codificador es necesario tener una palabra de prueba con secuencias de cuatro ceros. Para ésto se diseñó un dispositivo que genera una secuencia de 32 bits que permite visualizar todas las posibles combinaciones que pueden

presentarse en la realidad.

El circuito consta de una memoria EEPROM 2764 en la que se grabó la palabra de prueba. La lectura de los diferentes bits se hace por medio de un contador 74163. El reloj que acciona al contador se implementó con un circuito generador de pulsos LM555. Este reloj es también el que alimenta al circuito codificador.

6.5 IMPLEMENTACION Y PRUEBAS

El siguiente paso del proceso requiere escoger la técnica de montaje que sea sencilla de realizar, segura, que permita la reparación, de buen aspecto y bajo costo y que permita modificaciones posteriores.

Se cuenta entonces con varias opciones para solucionar este problema:

- a).- Montaje en protoboard
- b).- Montaje con alambrado wire wrap
- c).- Montaje en circuito impreso.

La técnica (a) es la más sencilla de realizar, la que permite reparaciones con mayor facilidad, pero no es segura, ya que los componentes se sueltan fácilmente y tiene mal aspecto; además es la que permite más fáciles modificaciones.

La técnica (b) es fácil de realizar y segura, permite fáciles reparaciones y tiene mal aspecto; permite modificaciones.

La técnica (c) es difícil de realizar, necesita un diseño minucioso del circuito impreso. Tiene las características de ser segura, muy difícil de reparar y tiene muy buen aspecto, pero no permite modificaciones.

Las tres técnicas de montaje tienen un costo similar.

Como el objetivo de este trabajo no es construir un dispositivo que vaya a ser comercializado se escogió la técnica de "wire-wrap" para el montaje de los componentes.

CAPITULO 7

CONCLUSIONES

En este trabajo se analizaron algunos de los diferentes problemas que se presentan en las comunicaciones digitales en banda base. Se trataron los temas de las posibles perturbaciones que se sufre la señal en el medio de transmisión; como son las pérdidas (atenuación) y las diferentes formas de ruido. Se describieron algunos métodos de detección y corrección de errores, que ocurren como consecuencia de los problemas antes citados. El tema de los códigos de línea y su análisis de densidad espectral de potencia es la parte medular del trabajo y es la que se trató con mayor profundidad.

Además se trató el tema de la sincronización entre el reloj del transmisor y el del receptor. Para este último se desarrolló un circuito codificador y decodificador HDB3 que es un código de línea que como ya se mencionó evita la desincronización. El estudio de las características del código de línea es el que nos permitió encontrar la solución de como extraer la señal de reloj a partir de la señal codificada.

Un tema que faltó incluir en el desarrollo de este trabajo es el de los problemas que se presentan en la transmisión de señales moduladas. Esta omisión se debe a que aumentaría mucho la extensión de la tesis.

Un aspecto que hubiera sido interesante incluir es el análisis

de los dispositivos electrónicos que se utilizan para la eliminación de pérdidas (regeneradores), para la eliminación de ruido (filtros) y para la corrección de errores (codificadores de protección). Nuevamente ponemos como disculpa el aumento de extensión del trabajo. Ya que la información realmente si está a nuestro alcance.

El diseño del codificador HDB3 dió como resultado un circuito bastante sencillo que finalmente cumple con su objetivo. El sistema no es una innovación ya que el HDB3 tiene algunos años de estar comercializado y ya existe un circuito integrado que realiza esta función.

El dispositivo implementado no pretende ser comercializado ni competir en calidad con los dispositivos que aparecen en los catálogos. El objetivo implícito del proyecto, como en todas las tesis, es que el alumno demuestre su capacidad para resolver los problemas de su profesión; y puede considerarse, modestia aparte, que el problema ha sido resuelto satisfactoriamente.