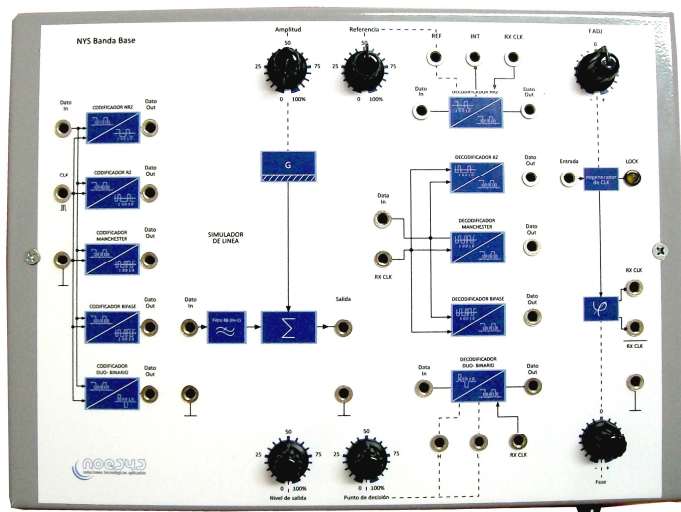


NYS-CXBBASE

MODULO GENERADOR DE TRANSMISIONES DEL TIPO BANDA BASE



INTRODUCCIÓN

Las características fundamentales del entrenador son las siguientes:

- **Codificadores:** convierten señales TTL en señales de código de línea NRZ (Non Return to Zero), RZ (Return to Zero), Manchester y Bifásicas. Un anterior codificador Duo-Binario permite el estudio de los sistemas BB de respuesta parcial.
- **Simulador del medio de transmisión:** consiste en un filtro de paso bajo de dos polos para simular la característica de amplitud y fase del medio de transmisión y de un generador de ruido artificial, de nivel variable. Un sumador permite superponer el ruido a la señal transmitida, y es posible variar ya sea la atenuación (NIVEL DE SALIDA) que la relación S/N (AMPLITUD).
- **Regenerador de clock en recepción:** este módulo simula el circuito de extracción y regeneración de la señal de temporización presente en el terminal receptor de cualquier sistema de transmisión datos. El regenerador de clock está formado por un PLL (Phase Locked Loop) sincronizable con las transiciones de la señal recibida. Por su naturaleza, el circuito puede sincronizarse con la frecuencia del clock usado para la transmisión y también con sus armónicas y subarmónicas. Para facilitar el uso didáctico, este regenerador está dotado de un control manual de la frecuencia de oscilación libre del PLL (f_{ADJ}), de manera que al PLL mismo se le puede manualmente enganchar a la frecuencia fundamental del clock de transmisión.

Para una comprobación inmediata del correcto enganche, el regenerador está provisto de un Led (LOCK) que se enciende cuando el clock regenerado coincide con el de transmisión. Si faltase este dispositivo indicador será necesario visualizar los dos clock (transmitido y regenerado) en el osciloscopio.

El regenerador de clock está provisto de un desfasador que permite desfasar el frente activo (de subida) del clock aproximadamente 180 grados, para fines especiales de prueba.

Habrá que notar durante el curso del experimento que, si se cambia el bit rate (velocidad de transmisión o frecuencia de clock en transmisión) hay que reajustar ya sea la frecuencia libre del PLL, mediante enganche a la nueva frecuencia, que la fase del clock regenerado, volviendo a restablecer el funcionamiento del receptor.

- **Descodificador NRZ:** es un descodificador de tipo "Integrate and Dump", cuyo funcionamiento es el siguiente: la señal recibida, influenciada por ruido adicional de valor medio nulo, se integra desde el principio de cada ciclo de clock. La señal de salida del integrador se muestrea a intervalos de tiempo prefijados con respecto al arranque de la integración y el integrador se pone a cero. En el periodo de clock sucesivo el ciclo se repite. La señal de muestra se compara con un nivel de límite (ajutable) (REFERENCIA) para distinguir con claridad los niveles "1" y "0".
- **Descodificador RZ, Manchester, Biphase:** realizan el proceso contrario al de codificación que se realiza en la sección transmisora del panel.
- **Descodificador Duo-Binario:** permite estudiar el funcionamiento del sistema Banda Base de respuesta parcial.

El circuito utiliza el clock proporcionado por el circuito regenerador de la sección receptora y está dotado de un mando manual (PUNTO DE DECISION) para determinar los límites de reconocimiento de los niveles.

TRANSMISION DE SEÑALES DIGITALES

Un tren de pulsos que representa la señal que se debe transmitir puede ser transmitido tal como se presenta, o sea en su banda base o modulando con esta una señal portadora. La transmisión en banda base, se utiliza por ejemplo en los teléfonos digitales, en los casos en los cuales los trenes de pulsos obtenidos con la modulación PCM y TDM se transmiten vía cable.

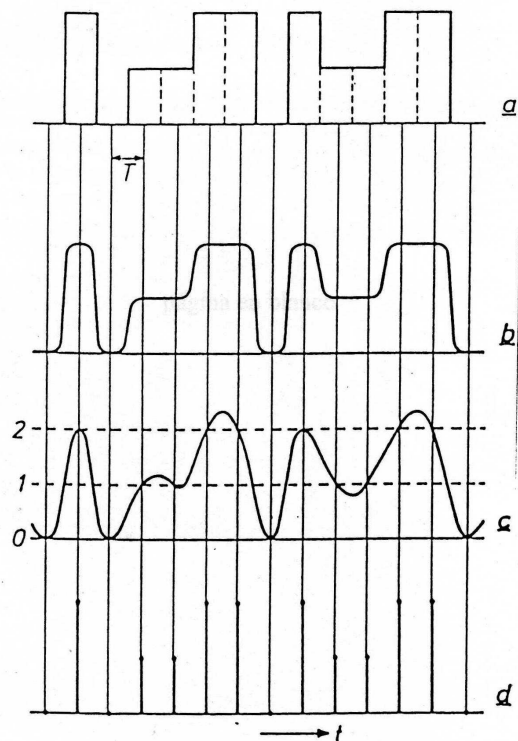
Cuando la conexión se hace vía cable especial o red, se trata normalmente de transmisión en banda base. Hoy la tendencia es utilizar para estas transmisiones la red telefónica pública, por consiguiente la señal digital se debe transmitir como modulación de una portadora.

TRANSMISION EN BANDA BASE E INTERFERENCIA INTERSIMBOLICA

La distorsión a la que está sujeto un tren de pulsos durante la transmisión (ver figura a) normalmente carece de importancia, si la frecuencia de repetición de los pulsos (pulse rate) es mucho más pequeña que el ancho de banda disponible. En este caso la señal de entrada se reconoce bien en la señal de salida (figura b).

Si el pulse rate se aumenta gradualmente, se alcanza un límite, el "Nyquist rate", en donde - aunque si la señal de salida se presenta muy distorsionada y casi no se la

reconoce (figura c) - sin embargo se puede reconstruir con bastante fidelidad muestreando la señal de salida (figura d). En este caso es necesaria una señal de clock que sincronice los tiempos de muestreo con la señal de entrada. Este tipo de transmisión se denomina transmisión sincrónica.

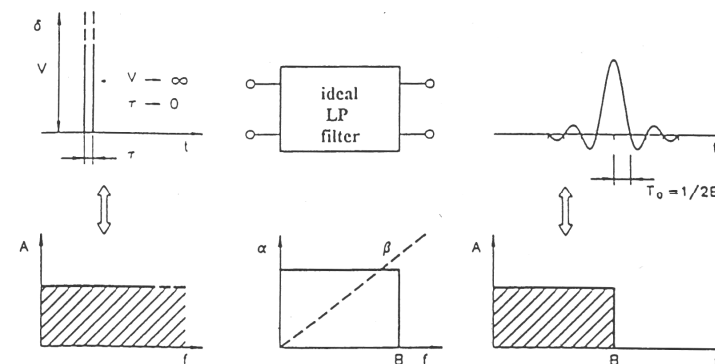


- a) Ejemplo de señal transmitida
- b) Señal recibida con baja distorsión
- c) Recepción de una señal transmitida a la velocidad de Nyquist
- d) Salida muestreada de la señal C

La transmisión a la frecuencia de Nyquist se puede explicar mejor poniendo un ejemplo práctico. Tomemos como hipótesis un sistema de comunicación con la característica de amplitud de un filtro de pasa bajo ideal plano que corte en modo perfecto a la frecuencia B (figura siguiente), mientras que la característica de fase es lineal (el retardo es el mismo para todas las frecuencias).

Si aplicamos a la entrada de un tal sistema un impulso extremadamente estrecho (impulso Delta de Dirac) lo que encontraremos en la salida será un impulso redondeado con "colas" oscilantes.

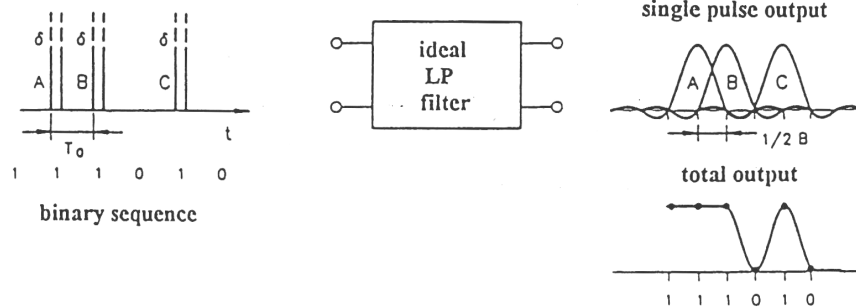
La función de salida, se caracteriza por tener una intersección con el eje horizontal en los instantes $T_0, 2T_0, 3T_0, \dots$ etc, etc. en general en los instantes múltiples interiores de T_0 (el 0 excluido), con T_0 determinado por la frecuencia del sistema de transmisión, es decir $T_0 = 1/2B$. Este es el principio de "equidistancia de los Ceros de la respuesta a la función índice".



Respuesta impulsiva de un filtro de Paso Bajo ideal

Como se puede apreciar el impulso de Dirac viene "perfilado" por el filtro pasa bajo ideal en un impulso simétrico con evolución de la amplitud en función del tiempo de tipo senc/x ; además la duración del impulso mismo así como también la frecuencia de las oscilaciones amortiguadas dependen únicamente del ancho de banda del filtro.

Si en lugar de un solo impulso enviamos una secuencia de impulsos, siempre muy estrechos, la respuesta que obtendremos tendrá la evolución resultante de la sobreposición de varias curvas del tipo representado en la siguiente figura, trasladadas de diferente forma a lo largo del eje horizontal.


Respuesta de un canal ideal a una secuencia δ

Es evidente que el reconocimiento de cada impulso se verá obstaculizado por la presencia de las colas de todos los impulsos anteriores y (aunque parezca increíble, tratándose de una abstracción matemática) por las colas frontales de todos los impulsos que seguirán a continuación. Lo que se produce es la "Interferencia Intersímbolo".

En el ejemplo que estamos examinando se ve rápidamente que un método para eliminar los efectos de la interferencia intersímbolo es el de transmitir nuestros impulsos a intervalos de tiempo múltiplos enteros de T_0 . De esta forma cada impulso aparecerá en la salida del sistema en un punto de cero de las respuestas a todos los demás impulsos, y aparecerá bien reconocible con un muestreo realizado siempre a instantes múltiplos enteros de T_0 .

Ahora, si se desea transmitir una señal a la frecuencia de impulsos f_c inferior a $2B$, habrá que añadir a nuestro sistema tan solo otro filtro para cortar la respuesta por encima de $f_c/2$. El valor $2B$ representa el máximo de la frecuencia de impulsos, es decir la velocidad de Nyquist del filtro.

Para entender mejor la relación de Nyquist $f_c \text{ max} = 2B$ hay que tener en cuenta que, en todas las series binarias que representan señales analógicas y que se transmiten a una determinada frecuencia de impulso elemental, la serie ...101010101... representa la señal con la frecuencia más alta. La frecuencia más alta es igual a la mitad de la frecuencia de impulso elemental y el filtro por lo tanto tiene que pasar por esa particular frecuencia y no más allá. Conviene apreciar como esta relación sea idéntica a aquella entre el ancho de banda de una señal analógica y la frecuencia de repetición de los impulsos con la que la señal se puede muestrear representativamente.

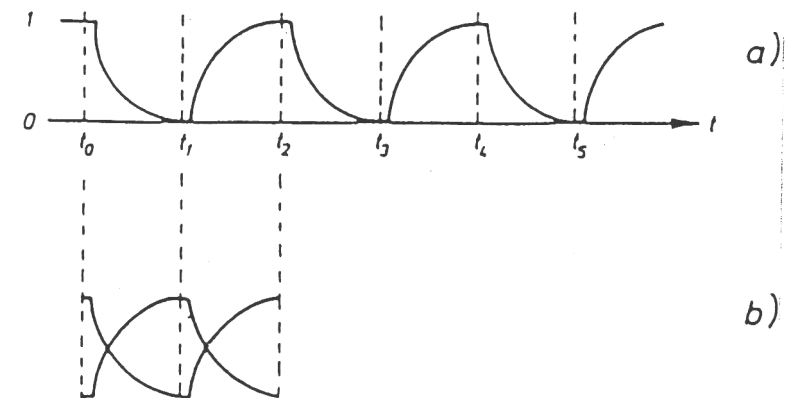
Un sistema de transmisión que presente las características indicadas en la figura 3 naturalmente no se puede realizar, ni se utilizan impulsos demasiado estrechos para la transmisión de la información de todas formas existe una clase de filtros, realizables en la práctica, que dan respuestas con ceros equidistantes. La interferencia entre los símbolos es reducida cuando los tiempos de muestreo no son los correctos. Contemporáneamente, para estos filtros, aumenta el ancho de banda necesario para transmitir una determinada frecuencia de repetición de los impulsos.

DIAGRAMA DE OJO

El diagrama de ojo, también llamado "eye pattern", se emplea para tener información sobre la distorsión en un sistema de transmisión de datos. El nombre deriva de la forma del diagrama mismo, parecido al de un ojo; este consiste en la sobreposición en un gráfico comprendido entre ± 1 periodo T_0 de la frecuencia de señalización las respuestas impulsivas del canal para cada impulso de Dirac que forme parte de la secuencia numérica que hay que transmitir.

Los diagramas se obtienen mediante un osciloscopio, aplicando al eje vertical la sucesión de los datos provenientes del sistema de transmisión, mientras que el eje de los tiempos está sincronizado con la velocidad de transmisión de los datos mismos; de esta forma aparecen en la pantalla, superpuestos, cada uno de los impulsos con las deformaciones producidas por el sistema de transmisión.

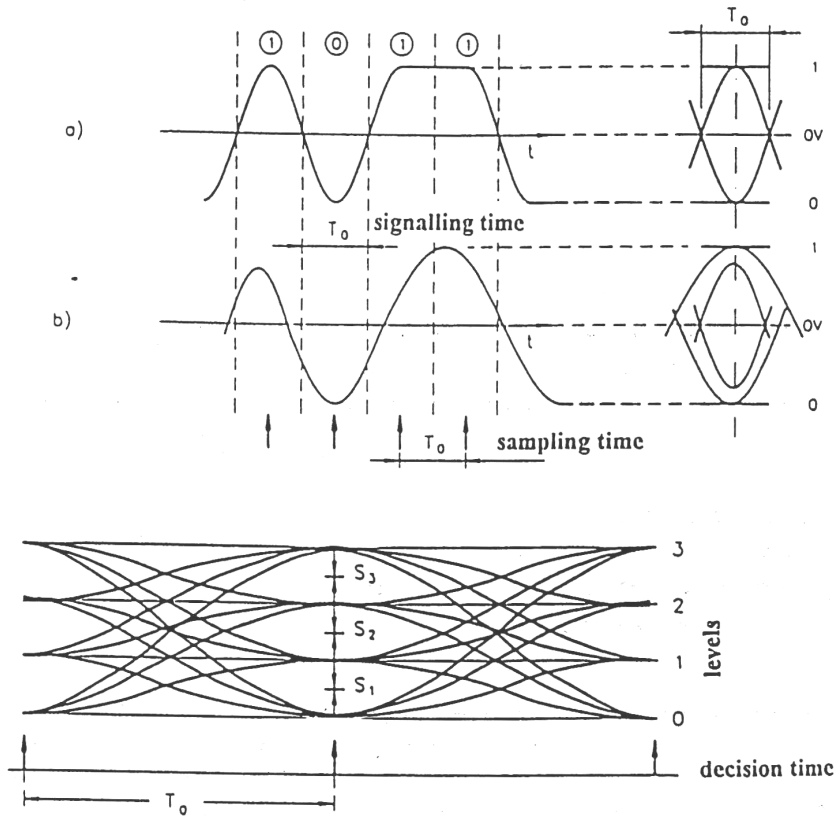
En la figura está representado un ejemplo de diagrama de ojo, en el que la señal está formada por una sucesión, alternativamente, de cero y uno; en a) están representados algunos bits obtenidos en la salida del sistema de transmisión. En el ejemplo se supone que el sistema tenga alterado los frentes de subida y bajada, pero que los bits adyacentes no se hayan influenciado (ausencia de distorsión intersimbólica). Si el eje de los tiempos está sincronizado con la señal y la traza parte en los instantes $t_0, t_1, \dots$, se obtiene el diagrama representado en b).



Ejemplo de diagrama de ojo: a) tren de impulsos; b) diagrama de ojo

La siguiente figura muestra la forma de ojo de una señal binaria y de una señal de cuatro niveles. El límite de decisión entre un nivel y el otro se encuentra en el medio

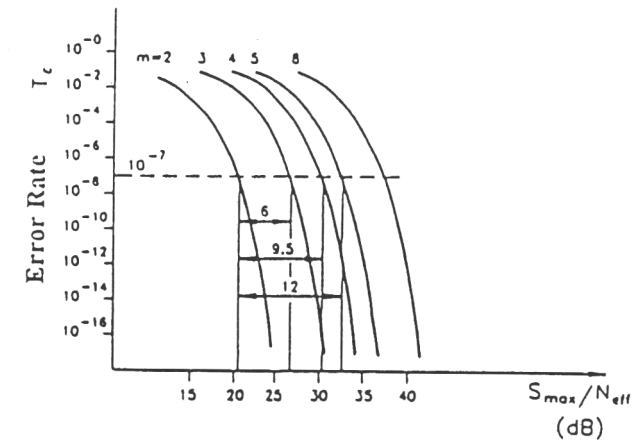
del ojo. Las tolerancias para la determinación del nivel y para el tiempo de muestreo están en función de la apertura del ojo. A una determinada amplitud de impulso máxima (potencia de pico) el ojo será más pequeño (y por lo tanto también las tolerancias), cuanto mayor sea el número de los niveles.



Ejemplos de diagramas de ojo
Señal binaria polar (en alto)
sin interferencia intersimbólica
con interferencia intersimbólica
Señal con $m = 4$ niveles y los relativos límites de decisión

El ruido tiene el efecto de desenfocar y hacer inciertos los puntos de superposición del ojo, reduciendo así las tolerancias y aumentando las probabilidades de una decisión incorrecta.

El reconocimiento equivocado se debe sobre todo a los picos de ruido que reconocen en los instantes prefijados, dicho nivel equivocado. Cuanto más alta sea la potencia media del ruido mayor será la probabilidad de que picos de ruido provoquen un errado reconocimiento; dicho de otra forma, la tasa de error T_E (parámetro para la medida de la calidad de una transmisión de señales discretas, definida por la relación entre el número de símbolos que llegan errados en recepción, en un determinado intervalo de tiempo, y el número total de símbolos transmitidos en el mismo intervalo de tiempo) será tanto más grande (y por lo tanto la calidad será tanto menor) cuanto más elevada sea la potencia del ruido causante de las perturbaciones relacionada con la amplitud de la señal en recepción (ver figura).



Relación entre T_0 y relación Señal-Ruido en la transmisión numérica para sistemas de 2, 3, 4, 5 y 8 niveles.

Los sistemas de varios niveles son más susceptibles al ruido que no los binarios. Por otra parte a una misma frecuencia de impulsos y de muestreo la relación de información, o mejor dicho el número de bits por segundo, es mayor.

SISTEMAS DE RESPUESTA PARCIAL

A una determinada frecuencia de Nyquist de $2B = f_N$, los filtros realizables necesitan mucho más ancho de banda del filtro "ideal" examinado en el ejemplo inicial de este capítulo. Pero si en cambio se puede tolerar una cierta interferencia intersímbolo bien

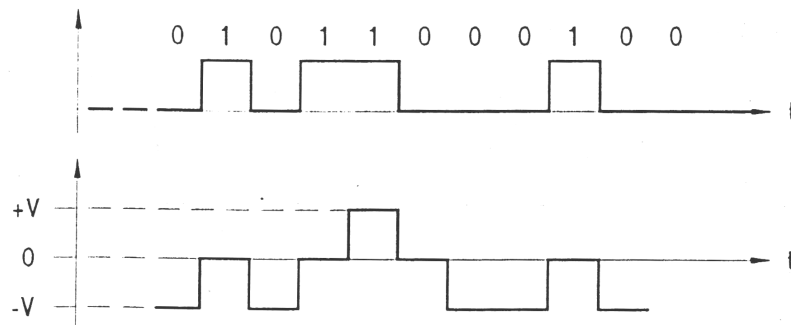
definida, que se podrá corregir más adelante, se podrán obtener filtros para la frecuencia de impulso $2B$ no más amplios de B .

Los sistemas que utilizan filtros de este tipo se denominan "de respuesta parcial" o de "Interferencia intersímbolo controlada" y se caracterizan por tener, en los instantes de muestreo, interferencia solo con el símbolo inmediatamente anterior. Dicha interferencia es exactamente del 100%.

De la amplia clase de sistemas de respuesta parcial, examinaremos los sistemas dichos DUOBINARIOS, por ser particularmente significativos.

Como ya hemos dicho, para estos sistemas la característica más evidente es que la transmisión se realiza a una velocidad doble de la velocidad de Nyquist, que es la máxima para evitar la interferencia intersímbolo. Se puede intuitivamente comprender que en estas condiciones el sistema tiene solo el tiempo de responder "en la mitad" de cada impulso antes de que llegue el sucesivo. Por lo tanto si en un determinado instante el sistema está a nivel $-V$, correspondiente a un nivel binario 0, la llegada de un 1 no pondrá al sistema en $+V$, sino tan solo a mitad de camino entre los dos valores, es decir a 0.

Si sucesivamente llega otro 1, el sistema se pondrá en $+V$, mientras que si llegara un 0 el sistema volverá a $-V$ (ver figura).



Sistema de transmisión de respuesta parcial - codificación duo-binaria

Está claro que en cada instante de muestreo la señal puede tener uno de los tres valores $-V$, 0, $+V$. En los casos $-V$ y $+V$ no existe ambigüedad: el último bit recibido es respectivamente un 0 y un 1. En el caso de salida a 0 V en cambio es necesario examinar el valor del bit anterior para determinar el actual (si era un 0 el bit recibido es 1, si era un 1 el bit recibido es 0).

Un sistema de este tipo aparece como un sistema de tres niveles mientras que en realidad todavía es un sistema binario, y por esto se denomina "PSEUDO TERNARIO". En sustancia con un sistema de este tipo no hemos codificado cada par de bit de entrada en uno de los tres valores $-V$, 0 y $+V$ y a esto se debe el aumento posible de

velocidad de transmisión. La desventaja es naturalmente el aumento de sensibilidad al ruido de dicho sistema.

En un sistema de respuesta parcial de este tipo, el dispositivo que realiza la interferencia intersímbolo de manera controlada se llama "Filtro de precodificación". En los paneles didácticos DL para el estudio de las transmisiones digitales, dicho circuito está realizado con circuitos lógicos. La denominación "filtro de precodificación" sigue siendo adecuada porque la función explícita se puede describir matemáticamente como la de un filtro.

ECUALIZACION

En los sistemas examinados hasta aquí es igualmente importante que todo el sistema entre transmisor y receptor de señales digitales (incluido el filtro hipotético mencionado anteriormente, que da la forma al impulso) tenga la característica de amplitud y de fase preelegida.

Si la transmisión de los datos se realiza en banda base, en un sistema donde la conexión se establece cada vez de distinta forma mediante un centro de conmutación, las características serán variables y no demasiado bien conocidas. En la parte receptora la característica se tiene que "ecualizar" por medio de otros filtros variables. Lo mismo vale para la transmisión datos con modulación.

Aquí se quiere subrayar la diferencia conceptual entre el ecualizador empleado en los aparatos de transmisión analógica y el ecualizador de la línea numérica; si en el primer caso el ecualizador sirve para compensar la diferente atenuación introducida por el cable a las distintas frecuencias con el objetivo de obtener una respuesta plana para todas las frecuencias en juego, en el caso de la transmisión numérica el ecualizador se introduce para poder realizar un canal de transmisión con el objetivo de minimizar ya sea la interferencia intersimbólica que el ruido de línea y por lo tanto generalmente para optimar la tasa de error.

TEMPORIZACION

En los sistemas anteriormente examinados es fundamental que en recepción el muestreo se realice en los momentos exactos. Por lo tanto el receptor normalmente contiene un generador de impulsos de clock, que proporciona los impulsos en los tiempos de muestreo adecuados. El ritmo de este clock se puede controlar mediante conexión del oscilador remoto mediante una señal que de este llega al receptor a un canal especial para ello. Dicho sistema se denomina ISOCRONO.

En la mayor parte de los casos reales, y también en los paneles didácticos De Lorenzo, se realiza la configuración denominada PLESIOCRONA (= casi isocrona), que consiste en extraer de la misma secuencia de bit recibidos una señal de control del oscilador local.

El modo de realizar dicho control es en Línea de principio el siguiente: una réplica de la señal recibida se pasa por un elemento no lineal (por ejemplo diodo) y la señal compuesta así obtenida, que contiene las armónicas del clock deseado, excita un filtro resonante a la frecuencia de una armónica de orden elevado de la señal originaria. La señal obtenida de esta forma sucesivamente se divide hasta obtener el clock deseado. Este procedimiento asegura que la fase de la señal regenerada sea correcta.

En los paneles didácticos en estudio se utiliza para la regeneración del clock un sistema más moderno, que se basa en el uso de un PLL enganchado a la referencia constituida por los frentes de transición de la señal recibida. A parte de la mayor actualidad de la solución, dicha elección se impone debido a la exigencia didáctica de operar los trainers a frecuencia de clock variables, que harían poco prácticas soluciones basadas en circuitos resonantes.

Teniendo la señal de CK que centrar la señal de ojo en el punto de máxima elongación, normalmente se incorpora al circuito de temporización una regulación de la fase.

APLICACIONES

Una aplicación de la transmisión de señales digitales en banda base es la que acabamos de mencionar: la transmisión de datos en redes especiales para datos. Otra, esta también mencionada anteriormente, es en la telefonía digital. Cuando una señal digital TDM se transmite entre dos centrales principales vía cable, se envía en banda base. La codificación asegura que la componente en c.c. sea cero y que las transiciones sean siempre de número suficiente para una buena extracción de clock. La UIT tiene estandarizado cuatro bit rates: 2, 8, 34 y 140 Mbit/seg. Cuatro señales de 2 Mbit/seg. Se pueden agrupar en TDM y formar una señal de 8 Mbit/seg, etc, etc. Con bit rates más altos permanece la posibilidad de ulteriores agrupaciones TDM que hay que estandarizar o en vía de estandarización.

SISTEMAS DE MODULACION PARA SEÑALES DIGITALES

Cuando se aplica una señal digital en banda base en el extremo de un sistema de conexión de larga distancia, la posibilidad de que esta llegue al otro extremo de forma comprensible es en verdad escasa.

Las causas principales de que esto suceda son las características de Amplitud y Fase del sistema de transmisión.

La característica de amplitud provoca una atenuación distinta de las componentes de la señal, mientras que la característica de fase altera las relaciones de fase existentes entre las componentes de Fourier de la señal original. El resultado de la acción combinada de la característica de amplitud y fase sobre la señal transmitida es que la señal se recibe alterada.

Por ejemplo, una señal rectangular periódica de entrada llegará de salida no solo deformada sino también alterada en su periodicidad. Si se busca visualizar la forma de

la señal de salida, veremos que la imagen cambia en continuación y tan solo de vez en cuando aparece la típica forma de ojo.

La respuesta a estos problemas es la modulación.

La modulación numérica se realiza cuando el canal físico posee una característica de transmisión del tipo de pasa banda. En práctica lo que se realiza es una translación de frecuencia de la señal en banda base efectuándose de esta forma una transmisión en banda traslada.

Fundamentalmente, la modulación numérica se basa en la manipulación en forma numérica uno de los tres parámetros que definen la señal que constituye la frecuencia portadora, es decir amplitud, fase y frecuencia.

Por lo tanto tendremos los siguientes tipos de modulación numérica:

- ASK (Amplitude Shift Keying) en el caso en el que se manipule la amplitud de la portante.
- PSK (Phase Shift Keying) en el caso en el que se manipule la fase de la portante.
- FSK (Frequency Shift Keying) en el caso en el que se manipule la frecuencia de la portante.

Cuando nació la transmisión de datos, las velocidades de transmisión en uso llegaban no más allá de algunos centenares de baudios y, para mayor sencillez se adoptó la modulación en frecuencia, que también tiene la ventaja de proporcionar buena protección contra las fuertes variaciones de amplitud a lo largo de la red telefónica. El método usado era asincrónico.

La modulación de frecuencia se llama FSK (Frequency Shift Keying), término que tiene su origen en la técnica telegráfica.

El bit rate para las señales telegráficas y telex es bajo.

En los últimos años ha surgido la necesidad de usar bit rates más elevados, que necesitan lo primero un funcionamiento sincrónico para obtener la exactitud de muestreo pedida.

En conjunto la modulación FSK utiliza una notable anchura de banda, al ser un método de modulación no lineal. Por lo tanto bajo este punto de vista es preferible la modulación de fase, o PSK (Phase Shift Keying). En la modulación PSK por ejemplo el "0" está representado por una variación de fase de 0 grados; 1,1 de una variación de 180 grados con respecto a la fase nominal de la portante (modulación PSK bifásica).

Esta forma de modulación de fase no es fundamentalmente distinta de una modulación de amplitud, en la que la amplitud cambia de signo y también se puede considerar como un sistema lineal. Si el sistema está bien construido, el ancho de banda necesario para una determinada frecuencia de impulsos no es muy superior al ancho de banda según Nyquist. Una señal de 2400 Bd - de un ancho de por lo menos 1200 Hz - efectivamente se puede transmitir en un canal de conversión.

En realidad los canales de conversión a menudo son de escasa calidad; para superar este inconveniente se usan sistemas con más de dos estados de fase, para así poder transmitir un mayor número de bit por segundo con señales de un determinado número

de baudios (es decir de una determinada anchura de banda). En cada momento del muestreo la fase puede ser 0, 90, 180 ó 270 grados (modulación PSK de cuatro fases). Ya que los estados de fase en el diagrama vector están muy juntos, los "aros de ruido" se tocan antes; la modulación PSK de cuatro fases es por lo tanto intrínsecamente más sensible al ruido que un sistema de dos fases.

PROGRAMA DE EJEMPLO PARA GENERAR CÓDIGO A 2400HZ

El siguiente es un ejemplo para generar un código y la señal de Clock para utilizar el entrenador NYS-CXBBASE

```

;*****
; Programa que genera un codigo de 15 bits y una señal de clock de velocidad de
2400HZ
;Codigo: 1101010011001001
; Por cada bit de codigo se genera 1 ciclo de Clock
;*****
INCLUDE <P16F877A.INC>
;*****
; DEFINICION DE VARIABLES
;*****
PDel0 EQU 0X20
;*****
ORG 0x00 ;Inicio de memoria de Programa
goto inicio
;*****
; PROGRAMA PRINCIPAL
;*****
inicio
BSF STATUS,5 ; Selecciono Banco 1
CLRFTRISB ; Puerto B como salida
CLRFTRISA ; Puerto A como salida
CLRFOPTION_REG; Configuro Registro Opcion
BSF STATUS,5 ; Selecciono Banco 0

CLRFPORTB ; inicializo estado de puertos

GENCODIGO
BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BCF PORTB,0 ;Codigo = 0
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BCF PORTB,0 ;Codigo = 0
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

```

```

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BCF PORTB,0 ;Codigo = 0
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BCF PORTB,0 ;Codigo = 0
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BCF PORTB,0 ;Codigo = 0
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLEDMORA;

```

```
CALLDEMORA;

BCF PORTB,0 ;Codigo = 0
bsf PORTB,1 ; clk
CALLDEMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLDEMORA;

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLDEMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLDEMORA;

BSF PORTB,0 ;Codigo = 1
bsf PORTB,1 ; clk
CALLDEMORA
bcf PORTB,1 ; clk
CALLDEMORA;

GOTOGENCODIGO

;*****
DEMORA    movlw    .50      ; Demora de 208 us (Valor de Medio ciclo de la señal de
2400Hz)
          movwf    PDe10
PLoop0    clrwdt
          decfsz    PDe10, 1
          goto     PLoop0
          return
;*****
END
```

ACTIVIDADES

Códigos de Línea – Codificadores

1. Conectar el código generado con el microcontrolador a 2400 Hz al entrenador en el borne Dato In, la señal de Clock al borne CLK.
2. Poner en el osciloscopio CH1 la señal DATA IN y en CH2 la señal de salida del codificador NRZ.
3. Verificar en CH2 la correcta conversión del codificador.
4. Poner sucesivamente la punta CH2 en las salidas de los restantes codificadores y observar las señales obtenidas según:

Código NRZ: la secuencia de datos de salida del microcontrolador está a niveles TTL y ya está en código NRZ, con más detalle es un código UNIPOLAR NRZ O NRZL. La señal en la salida del codificador tiene en cambio un código POLAR NRZ caracterizado por niveles de (aprox.) +2.35 V y -2.35 V para los estados lógicos "1" y "0".

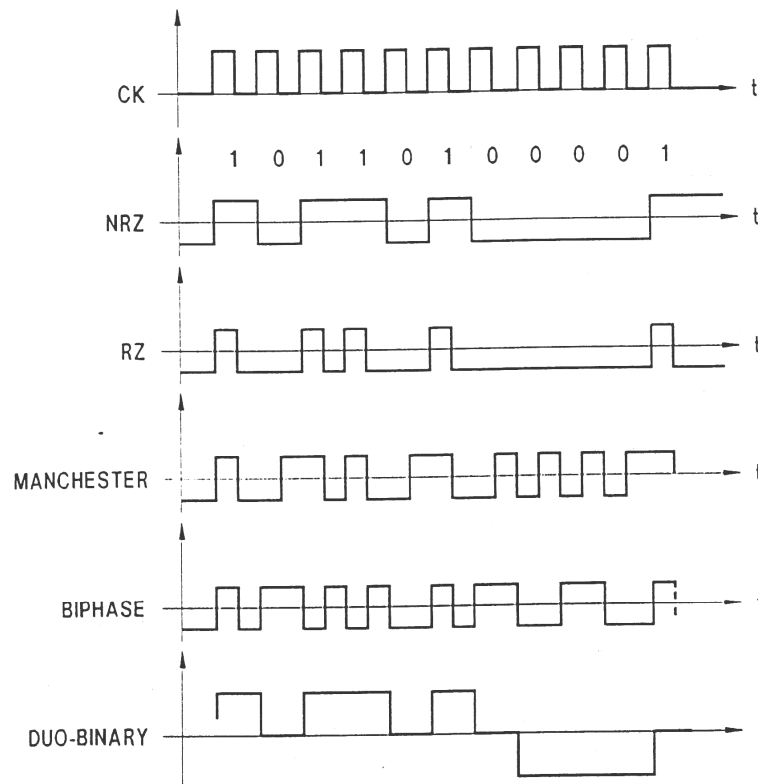
Código RZ: existe de diferentes formas. En la forma adoptada en el entrenador por cada bit en 1, la señal vuelve a nivel bajo con el frente de bajada del impulso de clock de transmisión.

Código Manchester: en correspondencia con cada frente de bajada del clock de transmisión la señal se conmuta de Bajo en Alto si el bit que hay que transmitir es "0", y de Alto en Bajo si es "1".

Código Bifásico: si el bit que hay que transmitir es "0", después de la conmutación inicial la señal permanece a nivel constante durante todo el periodo de clock. Si el bit que hay que transmitir es "1", después de la conmutación inicial la señal se conmuta en el valor complementario con el frente de bajada de la señal de clock.

Codificación duo-binaria: la señal en Línea puede asumir los valores cero, alto (H), bajo (L). En cada intervalo el bit de la señal es:

H si el bit que hay que transmitir es 1 y el bit anterior era 1
L si el bit es 0 y el bit anterior era 0
0 si el bit es 0 y el bit anterior era 1
0 si el bit es 1 y el bit anterior era 0



Códigos de Línea - Decodificadores

En esta parte se estudia la decodificación de de las señales RZ, MANCHESTER y BIFASE.

1. Verificar que las señales del microcontrolador estén conectadas al entrenador como se indica en el punto 1 anterior.
2. Conectar la salida del codificador RZ al borne Data In de los decodificadores y también al borne de Entrada del bloque Regenerador de Clock. Ajuste el control de Frecuencia y Fase hasta que el Led LOCK se encienda.
3. Conecte la salida del clock negado al borne RX CLK
4. Conecte al osciloscopio la señal del código que genera el microcontrolador al CH1 y al CH2 la salida del Decodificador RZ.

5. Realice lo mismo con los codificadores MANCHESTER y BIFASE conectando al borne de Data In la salida del codificador correspondiente.
6. Medir los retardos de fase (fracciones de periodo de clock de transmisión) con los que las señales decodificadas aparecerán con respecto a los transmitidos.
7. Verificar que sucede si se conecta al borne RX CLK la señal de Clock sin negar. (en algunos casos la decodificación podría no realizarse.)

Códigos de Línea - Decodificador NRZ

1. Realizar la conexión de las señales del microcontrolador al entrenador. Conecte la salida del codificador NRZ al borne Data In del Decodificador NRZ y al borne Entrada del Bloque Regenerador de Clock. Ajuste el control de Frecuencia y Fase hasta que el Led LOCK se encienda.
2. Conecte la salida del clock negado al borne RX CLK del Decodificador NRZ.
3. Poner el CH1 del Osciloscopio en la Entrada del Decodificador NRZ y el CH2 la señal REF. Regule con el potenciómetro Referencia para que el nivel de limite este a un valor intermedio entre el nivel alto y bajo de la señal recibida.
4. Retocar la fase y la frecuencia del Regenerador de Clock para obtener en la salida del Decodificador la secuencia idéntica a la transmitida.
5. Repita la experiencia conectando ahora la señal RX CLK sin negar

Códigos de Línea - Decodificador DUO BINARIO

1. Realizar la conexión de las señales del microcontrolador al entrenador.
2. Conecte la salida del codificador DUO BINARIO al borne Data In del Decodificador DUO BINARIO y al borne Entrada del Bloque Regenerador de Clock. Ajuste el control de Frecuencia y Fase hasta que el Led LOCK se encienda.
3. Conecte la salida del clock negado al borne RX CLK del Decodificador DUO BINARIO.
4. Poner el CH2 del Osciloscopio en el borne H del Decodificador DUO BINARIO y el CH1 la señal de salida del Codificador DUO BINARIO. Regule con el potenciómetro Punto de Decisión para que el nivel de limite H este a un valor intermedio entre el cero y el nivel alto de la señal recibida.
5. Poner el CH2 del Osciloscopio en el borne L del Decodificador DUO BINARIO y el CH1 la señal de salida del Codificador DUO BINARIO. Regule con el potenciómetro Punto de Decisión para que el nivel de limite L este a un valor intermedio entre el cero y el nivel bajo de la señal recibida.
6. Colocar el CH1 la salida del Decodificador.
7. Retocar la fase y la frecuencia del Regenerador de Clock para obtener en la salida del Decodificador la secuencia idéntica a la transmitida.

Códigos de Línea - Decodificador NRZ con perturbaciones en la línea de transmisión

1. Realizar la conexión de las señales del microcontrolador al entrenador.
2. Conecte la salida del codificador NRZ al borne Dato In del Simulador de Línea, la salida conéctela al borne Dato In del Decodificador NRZ y al borne Entrada del Bloque Regenerador de Clock. Ajuste el control de Frecuencia y Fase hasta que el Led LOCK se encienda.
3. Conecte la salida del clock sin negar al borne RX CLK del Decodificador NRZ.
4. Poner el CH1 del Osciloscopio en la Entrada del Decodificador NRZ y el CH2 la señal REF. Regule con el potenciómetro Referencia para que el nivel de limite este a un valor intermedio entre el nivel alto y bajo de la señal recibida.
5. Retocar la fase y la frecuencia del Regenerador de Clock para obtener en la salida del Decodificador la secuencia idéntica a la transmitida.
6. Mueva los controles de Amplitud de Ruido y Nivel de Salida y observe que sucede a la salida del Decodificador

Códigos de Línea - Decodificador DUO BINARIO con perturbaciones en la línea de transmisión

1. Realizar la conexión de las señales del microcontrolador al entrenador.
2. Conecte la salida del codificador DUO BINARIO al borne Dato In del Simulador de Línea y la salida al borne Dato In del Decodificador DUO BINARIO y al borne Entrada del Bloque Regenerador de Clock. Ajuste el control de Frecuencia y Fase hasta que el Led LOCK se encienda.
3. Conecte la salida del clock negado al borne RX CLK del Decodificador DUO BINARIO.
4. Poner el CH2 del Osciloscopio en el borne H del Decodificador DUO BINARIO y el CH1 la señal de salida del Codificador DUO BINARIO. Regule con el potenciómetro Punto de Decisión para que el nivel de limite H este a un valor intermedio entre el cero y el nivel alto de la señal recibida.
5. Poner el CH2 del Osciloscopio en el borne L del Decodificador DUO BINARIO y el CH1 la señal de salida del Codificador DUO BINARIO. Regule con el potenciómetro Punto de Decisión para que el nivel de limite L este a un valor intermedio entre el cero y el nivel bajo de la señal recibida.
6. Colocar el CH1 la salida del Decodificador.
7. Retocar la fase y la frecuencia del Regenerador de Clock para obtener en la salida del Decodificador la secuencia idéntica a la transmitida.
8. Mueva los controles de Amplitud de Ruido y Nivel de Salida y observe que sucede a la salida del Decodificador.
9. Realizar otros programas para que el clock rate sea de 4.800Hz, 9.600 HZ y 19.200Hz y vuelva a realizar las prácticas.
10. Obtenga conclusiones.

ESPACIO PARA NOTAS

[illegible]