

MINISTERIO DE INDUSTRIA
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



CONCEDIDA

PATENTE DE INVENCION

(19) ES	(11) NUMERO	(10) A1
(21)	465.416	
(9)	(12) FECHA DE PRESENTACION	
	23-12-77	

(30) PRIORIDADES:	(22) FECHA	(33) PAIS
(31) NUMERO		
755.875	30-12-76	ESTADOS UNIDOS

(47) FECHA DE PUBLICIDAD	(51) CLASIFICACION INTERNACIONAL	(62) PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H03K, G11B	

(64) TITULO DE LA INVENCION
CIRCUITO DETECTOR DE SEÑALES.

(71) SOLICITANTE (ES)
SPERRY RAND CORPORATION.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
1290, Avenue of the America, New York 10019, N.Y. USA.

(72) INVENTOR (ES)
ROBERT PRICE; GEORGE VICTOR JACOBY y ARTHUR PHILIP GEFFON, todos de nacionalidad estadounidense.

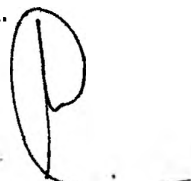
(73) TITULAR (ES)

(74) REPRESENTANTE
D. BERNARDO UNGRIA GOIBURU.

UNE A-4 MOD. 3108

Concedido el Registro de acuerdo con los datos que figuran en la presente descripción y según el contenido de la Memoria adjunta.

20 JUL. 1978



EXTRACTO DE LA DESCRIPCION

Se describe un circuito detector de señal de doble canal que incluye un igualador, para responder a una señal de entrada de amplitud de cresta variable, en la cual las crestas representan los datos, con el objeto de obtener una señal de salida de amplitud de cresta sustancialmente constante que incluye unos impulsos separados representativos de datos separados a lo largo de una línea de base, que es sustancialmente plana en el nivel cero en las regiones situadas entre los impulsos, para su aplicación a canales separados de detección de cresta y de detección de amplitud. El canal de detección de cresta produce impulsos de datos que indican cada uno el tiempo relativo de aparición de la cresta de un impulso representativo de dato correspondiente, mientras que el canal de detección de amplitud es activado por los niveles de señal de los impulsos representativos de datos que rebasan un valor de umbral predeterminado con el objeto de producir impulsos de selección para orientar los impulsos de datos hacia la salida del circuito, sustancialmente con exclusión de cualquier ruido que pueda estar presente a la entrada del circuito.

ANTECEDENTES DEL INVENTO1.- Campo del Invento

El presente invento se refiere a circuitos detectores de señal del tipo de doble canal y más particularmente a mejoras introducidas en estos circuitos para conseguir una detección de señal más precisa y más fiable. Se considera el invento útil para varias aplicaciones de detección de señales y en particular adecuado para ser utilizado en sistemas de lectura magnética de datos digitales, con referencia a los cuales se describirá aquí el invento.

2. Descripción de la Técnica Anterior

El registro magnético de datos binarios digitales se realiza generalmente efectuando cambios o transiciones de polarización en un medio de almacenamiento magnético. Uno de los objetivos principales que se desea alcanzar en estos dispositivos de almacenamiento magnético es el de aumentar la densidad de almacenamiento de datos, es decir el número de bitios de información registrados por unidad de longitud del medio de almacenamiento. Para conseguir este objetivo, se efectúa generalmente el registro magnético de los datos utilizando varias técnicas de codificación que han sido desarrolladas con el fin de reducir el número de transiciones por bitio, o por grupo de bitios, asegurando al mismo tiempo que el intervalo máximo entre las transiciones permanecerá suficientemente corto para conservar la capacidad de auto-sincronización con el objeto de extraer los datos cuando se efectúa su lectura a partir del medio de almacenamiento. Sin embargo, si las transiciones están separadas por intervalos demasiados cortos, como consecuencia de una densidad de almacenamiento normalmente elevada, se produce el llamado hacinamiento de los impulsos debido a las propiedades inherentes del proceso magnético de registro y lectura. El hacinamiento de los impulsos se manifiesta durante una lectura realizada a partir del medio de almacenamiento por una interferencia entre los impulsos de lectura procedentes de transiciones adyacentes. Esta interferencia se produce porque los impulsos de lectura se superponen en el tiempo un cierto grado cuando las transiciones están demasiado próximas las unas a las otras y este fenómeno es agravado por la asimetría y la distorsión de fase de los impulsos de lectura resultantes del desplazamiento diferencial de fase de los componentes

constitutivos de la frecuencia de los mismos que da lugar a un ensanchamiento de los impulsos individuales. Sin embargo, es bien conocido en la técnica de almacenamiento magnético de datos, que los impulsos de lectura obtenidos a partir de una cabeza magnética de lectura, contienen típicamente esta distorsión y por tanto, se han desarrollado varias técnicas para asegurar su compensación. Una compensación de fase adecuada puede ser obtenida, por ejemplo, mediante la utilización de medios de igualación de fase del tipo descrito en la patente de los Estados Unidos, número 3405403 publicada el 8 de octubre de 1968 a nombre de G.V. Jacoby y socios. En cualquier caso, incluso en ausencia de esta distorsión y de esta asimetría o de la utilización de un dispositivo de compensación, si los impulsos de lectura se superponen en razón del hacinamiento de los impulsos, se producirá una interferencia entre impulsos adyacentes dando lugar a una amplitud variable y a un desplazamiento de las crestas de la señal de lectura, efecto llamado desplazamiento de bitios, con los errores resultantes, ya sea como consecuencia de un fallo en la detección de una transición indicativa de un bitio de información, ya sea de una falsa interpretación como señal representativa de un bitio de información del ruido contenido en la señal de lectura.

La manera con la cual la variación de amplitud de los impulsos de lectura pueden afectar la capacidad de detección de señales, se describirá a continuación más detalladamente con referencia a la descripción de los modos de realización preferidos del invento, pero de momento se tratará solamente del tema del desplazamiento de crestas que es indeseable porque las crestas son representativas de las transiciones de información registradas en el medio de almacenamiento. En estas

condiciones, para obtener la recepción precisa de la señal, su tiempo de aparición relativo debe ser preservado con el objeto de recuperar los datos. Por tanto, una práctica corriente en la técnica de almacenamiento magnético de datos consiste en

5 realizar un cierto tipo de compensación o de igualación que ac
túa para estrechar la anchura de los impulsos individuales de lectura de modo que no se superpongan apreciablemente y por tanto no produzcan un desplazamiento de cresta o una variación de amplitud intolerable de la señal de lectura. Esta iguala-

10 ción puede realizarse en la operación de registro de la información en el medio de almacenamiento actuando en la señal de registro, operación llamada compensación de estructura, que se describe a título de ejemplo en la patente de los Estados Unidos, número 3503059 del 24 de marzo de 1970 a nombre de L. E.

15 Ambrico. En variante, el estrechamiento de los impulsos de lec
tura puede realizarse durante una lectura actuando directamen
te en los impulsos de lectura, operación llamada igualación de lectura, según se describe en la patente de los Estados Unidos número 3516066 del 2 de junio de 1970 a nombre de G. V. Jacoby. El presente invento está relacionado con la igualación de

20 lectura. Por consiguiente, el siguiente estudio de la técnica anterior se limitará de manera general, a esta técnica y se describirá finalmente con relación a un circuito detector de señal particular de la técnica anterior que se mejora utilizan
do los principios del presente invento.

25

Como se ha indicado más arriba, la recuperación de datos mediante su lectura a partir de un medio de almacenamiento magnético, se realiza típicamente detectando la aparición de las crestas de señal de lectura, y este es el motivo

30 por el cual se han tomado medidas para estrechar los impulsos

de lectura con el objeto de impedir cualquier interferencia en
tre ellos, la cual podría dar lugar a un desplazamiento intole-
rable de las crestas. Sin embargo, es preciso tener en cuenta
factores suplementarios relacionados con el estrechamiento del
5 impulso y que afectan la recuperación de los datos, la cual no
puede realizarse simplemente estrechando los impulsos en grado
suficiente para evitar las interferencias entre impulsos. Por
ejemplo, cuanto más se estrecha el impulso tanto más aumenta
su anchura de banda y por tanto se necesita un incremento sus-
10 tancialmente adecuado de la anchura de banda del sistema de
lectura con el correspondiente incremento de ruido. Esto es in-
deseable porque el ruido que se produce en o cerca de la cresa-
ta de un impulso de lectura puede actuar para desplazar la
cresta de impulso, fenómeno llamado desplazamiento de cresta
15 producido por el ruido. Por tanto, es importante asegurar una
igualación que actúe adecuadamente en los impulsos de lectura
relativamente anchos con el objeto de proporcionar un grado
de estrechamiento de los impulsos suficiente para eliminar o
por lo menos reducir sustancialmente las interferencias entre
20 impulsos, lo que permite evitar satisfactoriamente la varia-
ción de amplitud de cresta y el desplazamiento de bitios, sin
que este estrechamiento de los impulsos sea importante hasta
el punto de aumentar sustancialmente la anchura de banda del
sistema que se necesita aumentando así indebidamente el ruido
25 en el sistema de lectura. Para obtener este resultado, los im-
pulsos de lectura individuales deben ser estrechados para que
tengan un espectro de amplitud limitada, es decir un espectro
de gama de frecuencia limitada. La dificultad consiste en que
ya que el desplazamiento de bitios puede ser producido tanto
30 por interferencia entre impulsos como por ruido, es preciso

llegar a una solución de compromiso respecto a un estrechamiento de impulsos que tiene el efecto de reducir ventajosamente las interferencias entre impulsos, aunque desafortunadamente aumenta el ruido de manera simultánea. Sin embargo, se observará que el incremento de ruido debido al estrechamiento de los impulsos puede ser compensado en cierto grado cuando la igualdad es tal que los impulsos estrechados tienen un espectro de amplitud con una amplificación de amplitud reducida. Esto se explicará más detalladamente en lo que sigue con relación a la descripción detallada del invento. Sin embargo, el incremento de ruido puede producir otros efectos perjudiciales, los cuales se describirán en el párrafo siguiente haciendo referencia particular a un circuito detector de doble canal.

Un circuito detector de señal de doble canal del tipo al cual se refiere el invento, se describe en la patente de los Estados Unidos, número 3631263 publicada el 28 de diciembre de 1971 a nombre de I.H. Graham y socios e incluye unos canales conectados en paralelo de detección de cresta y de generación de señales de conmutación conectados para recibir la señal de lectura. El canal de detección de cresta detecta las crestas de la señal de lectura de manera convencional para producir impulsos de datos correspondientes, pero, como se ha indicado más arriba, la aparición de ruido coincidente con los impulsos de lectura puede producir el desplazamiento de los impulsos de lectura a partir de sus posiciones adecuadas en el tiempo, lo que da lugar a errores como consecuencia del desplazamiento de bitios producido por el ruido. El canal de detección de cresta responde también a las crestas de ruido en la sección de línea básica de la señal de lectura entre los impulsos de lectura individuales y produce impulsos parásitos que

no corresponden a datos y que representan este ruido conjuntamente con los impulsos de datos deseados. Sin embargo, en un circuito de canal doble, estos impulsos que no corresponden a datos no producen errores porque el canal de generación de señales de conmutación responde a la señal de lectura para producir los sucesivos impulsos de conmutación que corresponden solamente a los impulsos de lectura individuales. Los impulsos que se obtienen en la salida de los canales de detección de cresta y de generación de señal de conmutación, se aplican a un circuito AND para dar paso a los impulsos de datos excluyendo los impulsos de ruido o que no corresponden a datos. Sin embargo, se observará que el ruido presente en las regiones de línea básica de la señal podrían generar señales de conmutación erróneas que podrían actuar para dar paso a señales que no corresponden a datos producidos a la salida del canal de detección de cresta, dando lugar así a una interpretación errónea de los impulsos de ruido como representativos de datos. Por estos motivos, es importante restringir la anchura de banda del sistema de lectura para impedir o por lo menos reducir el desplazamiento de cresta debido al ruido y la producción de impulsos parásitos que no corresponden a datos en el canal de detección de cresta y para evitar la generación de señales de conmutación erróneas en el canal de generación de señales de conmutación.

Basándose en los comentarios que anteceden, se observará que la señal aplicada a los canales de detección de cresta y de generación de señales de conmutación, debe presentar ciertas características relacionadas con la amplitud, la fase, la duración en el tiempo y el espectro de amplitud de sus impulsos individuales, y además con relación a la forma plana de

las secciones de línea básica de la señal entre los impulsos de tal manera que ambos canales y en particular el canal de generación de señales de conmutación puedan responder a la señal de una manera que asegure una detección exacta y fiable. Los circuitos detectores de señal actualmente disponibles, que incluyen el circuito del tipo de doble canal con el cual está relacionado el invento, proporcionan varias de estas características separadamente o en combinación, pero sin embargo presentan fallos en uno u otro aspecto y en particular en su capacidad de asegurar una mayor reducción del ruido y en proteger contra la generación de impulsos de conmutación erróneos.

RESUMEN DEL INVENTO

Las limitaciones mencionadas más arriba de los circuitos detectores de señal actualmente disponibles se subsanan gracias a un circuito detector de señal de doble canal nuevo y mejorado que incluye un compensador conectado para recibir una señal de lectura compensada en fase, que tiene crestas representativas de los datos, a la cual se hace referencia en lo que sigue como señal de entrada de amplitud de cresta variable, y que la transforma en una señal de salida de amplitud de cresta constante que tiene impulsos representativos de datos que corresponden cada uno a la cresta respectiva de la señal de entrada, estando cada impulso adecuadamente limitado en el tiempo y siendo sustancialmente plano en el nivel cero en cada uno de sus lados con un espectro de amplitud y un espectro de fase lineal asociados contenidos en una banda de frecuencia limitada preestablecida. La salida del compensador se conecta, en un modo de realización del invento con las entradas de ambos canales de detección de cros-

ta y de generación de señales de conmutación del circuito detector. En otros modos de realización, el igualador puede conectarse solamente con uno u otro de los dos canales, pero en cualquier caso es preferible incorporarlo en el canal de generación de señales de conmutación. Evidentemente, si el igualador se utiliza, por ejemplo, solamente en el canal de generación de señales de conmutación, una función de igualación diferente puede ser realizada en el canal de detección de crestas. En cualquier caso, sin tener en cuenta si el igualador previsto de acuerdo con el invento se utiliza con uno o ambos canales del detector, su forma preferida proporciona una conformación de espectro de amplitud de potencia par y preferentemente sustancialmente de cuarta potencia del coseno, es decir que el igualador responde a una entrada de impulsos de dominio de tiempo aislado para proporcionar una salida de impulsos de dominio de tiempo aislado que tiene un espectro de amplitud sustancialmente de la cuarta potencia del coseno en el dominio de frecuencia. Esta configuración está particularmente bien adaptada para ser utilizada con el código 3PM descrito en la solicitud de patente de los Estados Unidos, número de serie 705199 del 14 de julio de 1976 a nombre de G. V. Jacoby, como solo inventor, y cedida al concesionario del presente invento. Sin embargo, se entiende que el invento no se limita a la utilización con este código, sino que desde luego es igualmente útil con códigos del tipo NRZ (sin retorno a cero) y a los códigos de longitud de ejecución limitada, en general, y puede perfectamente ser utilizado con otros tipos de código como lo entenderán los expertos en la materia después de leer la siguiente descripción detallada.

30 La configuración de potencia par del espectro de am

plitud en general, y la configuración preferida de cuarta potencia del coseno del espectro de amplitud, en particular, compensa ventajosamente la señal de entrada de amplitud de cresta variable que se aplica al igualador para transformarla en una señal de salida de amplitud de cresta constante que
5 tiene impulsos estrechados con un espectro de amplitud prescrito de gama de frecuencia limitada. Estas características eliminan sustancialmente tanto el desplazamiento de bitios del tipo de interferencia entre impulsos como el desplazamiento de bitios del tipo llamado desplazamiento producido por
10 ruido, con lo cual se obtiene una sincronización exacta de los impulsos de datos obtenidos a partir del canal de detección de cresta. La conformación de espectro de amplitud preferida funciona también para transformar la señal de entrada de amplitud de cresta variable de tal manera que los impulsos de
15 la señal de salida del igualador sean sustancialmente planos en el nivel cero en cada lado de los impulsos. Esta característica de forma plana entre los impulsos reduce la producción de impulsos que no corresponden a información y de impulsos de conmutación erróneos en los canales de detección de
20 cresta y de generación de señales de conmutación, respectivamente, y funciona, en combinación con las demás características mencionadas más arriba para obtener una detección de señales más precisa y más fiable. Además, la obtención de una señal de amplitud de cresta constante a la salida del igualador
25 permite que el canal de generación de señales de conmutación (que se llamará en lo que sigue, en el caso del presente invento, canal de detección de amplitud), funcione con una técnica de detección de umbral de amplitud sencilla que oscila entre
30 unos niveles de referencia de valor de umbral de amplitud po-

sitivos y negativos para la detección de los impulsos alternativamente positivos y negativos representativos de datos de la señal de salida del igualador.

5 A partir del comentario que antecede, se observará que el objeto principal del invento consiste en proporcionar un circuito detector de señal mejorado que incluye un dispositivo igualador para actuar en una señal información de entrada de amplitud de cresta variable de tal manera que se obtenga una señal de salida de amplitud de cresta sustancialmente constante
10 dotada de características predeterminadas, independientemente de la configuración de los datos aplicados a la entrada, para su aplicación a canales de detección de cresta y de recepción de amplitud separados, con lo cual la aparición relativa en el tiempo de las crestas representativas de los datos de la señal
15 de entrada, puede determinarse más precisamente en el canal de detección de cresta y el canal de amplitud puede funcionar como simple canal de detección de umbral de amplitud para impedir que el ruido presente en la línea básica de la señal de entrada sea transferido a la salida del circuito.

20 Estos objetos, así como otros objetos del invento, podrán entenderse más claramente, leyendo la siguiente descripción detallada de los modos de realización preferidos que se hace con referencia a los dibujos adjuntos.

BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

25 La figura 1 es un diagrama en bloques de un circuito detector de señales de la técnica anterior del tipo relacionado con y al cual se aplica la mejora según el invento.

La figura 2 es un diagrama en bloques de un modo de realización preferido del presente invento.

30 La figura 3 es una ilustración de las formas de onda

de tensión producida a la entrada y a la salida del diferencia
dor en el circuito de la figura 2, en respuesta a una señal de
entrada proporcionada por la cabeza de lectura.

5 La figura 4 representa unos espectros de amplitud
que tienen características funcionales de cuadrado del coseno
y de cuarta potencia del coseno, y que ilustra además el espec
tro de amplitud obtenido por la diferenciación en el dominio
de tiempo de un impulso que tiene un espectro de amplitud de
cuarta potencia de coseno.

10 La figura 5 representa una forma de onda de amplitud
del dominio de tiempo que tiene un espectro de amplitud de
cuarta potencia de coseno.

La figura 6 representa la derivada del dominio de
tiempo que corresponde al impulso ilustrado en la figura 5.

15 La figura 7 representa las formas de onda de ampli-
tud en una escala de tiempo común de un impulso aislado antes
y después de la igualación, correspondiendo esta forma segunda
a la forma de onda de la figura 5.

20 La figura 8 es un gráfico de los espectros de ampli-
tud de las formas de onda de la figura 7 y de una función de
igualación relacionada deseada.

25 La figura 9 es un gráfico de funciones de transferen-
cia de amplitud obtenidas con filtros utilizados en los modos
de realización preferidos del invento, e indica igualmente la
función de igualación real obtenida mediante la combinación
de estos filtros con relación a la función de igualación teó-
ricamente deseada que se representa en la figura 8.

30 La figura 10 ilustra un circuito igualador conocido
y sus funciones de transferencia de tensión asociadas que son
útiles para obtener el entendimiento del funcionamiento por me

dio del cual se consigue la función de igualación real de la fi
gura 9.

5 La figura 11 es un diagrama en bloques, esquemático,
de un circuito igualador equilibrado que se emplea en los mo-
dos de realización preferidos del invento para conseguir la fun-
ción de igualación real que se ilustra en la figura 9.

10 La figura 12 es un diagrama en bloques de un modo de
realización preferido del circuito del canal de selección de am
plitud del circuito detector de señal que se representa en la
figura 3.

La figura 14 es un diagrama en bloques de una varian-
te de realización del invento.

DESCRIPCION DE LOS MODOS DE REALIZACION PREFERIDOS

15 Ya que el invento constituye una mejora del circuito
detector de señal descrito en la patente a nombre de Graham y
socios mencionada más arriba, es interesante estudiar brevemen
te los circuitos que se describen en ella. Esto facilitará la
explicación y ayudará a apreciar y entender las características
destacadas del invento. El circuito ilustrado en la figura 1
20 corresponde al que se representa en la figura 8 de la patente
a nombre de Graham y socios. La cabeza de lectura 12 proporcio
na una señal de lectura de entrada respondiendo a los datos re
gistrados en un medio de almacenamiento, tal como un disco mag-
nético o una cinta magnética, que no se representan en el dibu
25 jo. La señal proporcionada por la cabeza de lectura se aplica
a través de un amplificador lineal y de un filtro 14, así como
a través de un diferenciador 16, al canal de recepción de crest
ta 18 y al canal de generación de señales de conmutación 20.
El detector 22 del canal de detección de cresta funciona para
30 formar una secuencia de impulsos de información que coinciden

5 cada uno en el tiempo y que corresponden a una cresta represen-
tativa de un dato de la señal de lectura. El elemento de retar-
do 24 retarda a continuación en el tiempo los impulsos de infor-
mación para que coincidan con los impulsos proporcionados a la
salida del canal de generación de señal de conmutación, el cual
10 responde simultáneamente a la señal de entrada diferenciada pa-
ra producir un impulso de conmutación que corresponde a cada
cresta representativa de dato de la señal de entrada. El canal
de generación de señal de conmutación está destinado igualmen-
te a funcionar de tal manera que no produzca impulsos de conmu-
tación que correspondan a las crestas no relacionadas de da-
tos, que están producidas por ruidos o distorsión en el circui-
to. Los impulsos de datos del canal de detección 18 y los im-
pulsos de conmutación del canal de generación de impulsos de
15 conmutación 20 se aplican a continuación en coincidencia de
tiempo a la puerta AND 26, con lo cual se obtiene a su salida
unos impulsos de datos conmutados representativos de las tran-
siciones de datos registradas en el medio de almacenamiento
asociado con la cabeza de lectura 12.

20 El circuito representado en la figura 1 puede ser mo-
dificado desconectando el canal de generación de impulsos de
conmutación 20 de la salida del diferenciador 16 y conectando-
lo con la salida del amplificador lineal y el filtro 14 de mo-
do que se aplique directamente al canal de generación de impul-
25 sos de conmutación una forma amplificada y filtrada de la se-
ñal de lectura. Esta configuración del circuito de detección de
señales de la técnica anterior corresponde a la que se ilustra
en la figura 3 de la patente a nombre de Graham y socios. Los
comentarios que se hacen en los párrafos inmediatamente si-
30 guientes relacionados con las características de funcionamien-

to de estos circuitos de la técnica anterior, se aplican particularmente al circuito de la técnica anterior que se ilustra en la figura 1, pero se observará que se aplican igualmente a la modificación del mismo que se describe más arriba, aunque no necesariamente de la manera exacta en una base cuantitativa.

5

La forma de onda de tensión que aparece a la salida del diferenciación 16 indica la aparición de crestas de baja amplitud 28 con relación a crestas de alta amplitud 30 y de secciones de línea básica relativamente largas 32 que separan algunas crestas de baja amplitud. Estas características de la forma de onda de salida del diferenciador podrán entenderse estudiando rápidamente la naturaleza de la señal suministrada por la cabeza de lectura 12. En primer lugar, se observará que unas secciones de línea básica relativamente largas pueden también estar presentes en las señales de lectura suministradas a partir de la cabeza de lectura magnética según se indica por su presencia en la señal de lectura diferenciada. Por otra parte, la señal de entrada tiene su amplitud atenuada en las regiones de elevada densidad de almacenamiento o elevada densidad de transición en el medio de almacenamiento como resultado de la interferencia entre impulsos, es decir de la interferencia entre impulsos de lectura adyacentes relacionados con las transiciones respectivas. Ahora bien, aunque la señal de lectura tiene su amplitud atenuada en regiones de elevada densidad de transiciones, se observará que la pendiente de la señal de lectura entre cresta y cresta es algo superior en estas regiones debido a la reducida separación entre las transiciones y por tanto unas crestas de elevada amplitud aparecen en la forma de onda de salida del diferenciador en las regiones de elevada densidad de transiciones mientras que se producen

10

15

20

25

30

crestas de amplitud baja en las regiones de reducida densidad de transiciones. Por tanto, en la forma de onda diferenciada relacionada con el circuito de la figura 1, las crestas de baja amplitud 28 y las crestas de alta amplitud 30 corresponden a los impulsos de lectura de regiones de densidad de transiciones relativamente bajas y relativamente altas, respectivamente. Estas variaciones de amplitud y la presencia de largas secciones de línea básica, se produzcan ya sea en la señal de cabeza de lectura, ya sea en su derivada, pueden perjudicar una detección exacta y fiable de los datos registrados particularmente cuando el canal de generación de impulsos de conmutación funcionan en base a una detección de umbral de amplitud. Más particularmente, pueden producirse errores como resultado de la atenuación de amplitud que hace que algunos impulsos representativos de datos reales pueden no ser detectados. También pueden ocurrir errores, particularmente en las largas secciones de línea básica debido a la distorsión de ruido que aparece en ellas, haciendo que los impulsos parásitos que no corresponden a datos pueden ser interpretados erróneamente como representativos de datos. Esto se entenderá más claramente leyendo el párrafo siguiente.

Haciendo referencia a la forma de onda diferenciada que está asociada con la figura 1, puede verse que las crestas de baja amplitud 28 tienen una amplitud típicamente igual al 50% de la amplitud de las crestas de alta amplitud 30 y que la amplitud de la sección de línea básica puede alcanzar hasta el 20% de la amplitud de las crestas de baja amplitud, aunque generalmente es sustancialmente inferior. Por tanto, se observará que un generador de impulsos de comunicación utilizando una técnica sencilla de detección de valor de umbral de ampli-

tud con un nivel de umbral ajustado aproximadamente en el 35% de la amplitud de la cresta de alta amplitud, será satisfactorio para detectar los impulsos de datos y suprimir los impulsos parásitos que no corresponden a datos. Sin embargo, se ha comprobado, en la práctica, que tanto las crestas de alta amplitud como las crestas de baja amplitud pueden reducirse de manera intermitente hasta en un 50% respecto a los niveles indicados como resultado del ruido producido por defectos en el medio de almacenamiento en combinación con otro ruido normalmente presente en el circuito. El ruido resultante puede hacer que la amplitud de las crestas de baja amplitud presente una reducción de amplitud de solamente 25% respecto al valor normal de las crestas de alta amplitud y por tanto no serán detectadas por un dispositivo de umbral ajustado en un 35% de esta amplitud. Este fallo de la detección de una cresta representativa de dato se llama error de registro de bitio. Por otra parte, si se reduce el nivel de umbral al 25% de la amplitud normal de las crestas elevadas o a un valor ligeramente inferior para evitar el error de registro de bitio, un defecto del medio de almacenamiento puede aumentar accidentalmente el ruido de línea básica hasta el punto de que rebese el valor de umbral reducido produciendo un error como resultado de la falsa interpretación del ruido como siendo representativo de dato. Este fenómeno se llama error por aparición de bitios. Como es conocido en esta técnica, puede utilizarse un circuito automático de control de ganancia ya sea en el circuito de la figura 1, ya sea en la modificación del mismo que se describe más arriba, y este circuito puede conectarse antes de la entrada de los canales de detección de cresta y de generación de impulsos de conmutación, bien a la salida del

diferenciador o bien a la salida del amplificador lineal y del filtro para reducir en cierto grado el problema debido a los errores de registro de bitio y de aparición de bitio. Sin embargo, un circuito de control automático de ganancia sirve para mantener la señal de lectura a una amplitud de cresta constante solamente a variaciones lentas de esta señal, debidas por ejemplo a cambios en la velocidad del medio de almacenamiento con relación a la cabeza de lectura. Por tanto, los cambios de amplitud de señal que se producen a la frecuencia instantánea de la señal de lectura, no se compensan por medio del control automático de ganancia.

El ruido producido por los defectos del medio de almacenamiento o que están presentes de otra manera en el sistema de lectura pueden dar lugar a errores de la manera descrita más arriba, cuando se utilizan cualquiera de las técnicas de codificación de datos con longitud de ejecución limitada, bien conocida por los peritos en esta técnica, pero estadísticamente, el ruido producido por el medio de almacenamiento es más propenso a introducir errores en el caso de códigos tales como el código 3PM que se describe en la solicitud de patente a nombre de Jacoby mencionada más arriba, en el cual el intervalo máximo entre las transiciones es relativamente largo, aunque todavía suficientemente corto para mantener una auto-sincronización. Como consecuencia de estos efectos, resulta que un canal de generación de impulsos de conmutación que funciona basándose en una detección de nivel de umbral de amplitud, no puede asegurar una detección fiable. Sin embargo, se ha comprobado que la detección de nivel de amplitud para generar los impulsos de conmutación de datos es desde luego satisfactoria si la señal de lectura se transforma adecuadamente de tal ma-

nera que el ruido producido por el medio de almacenamiento y los demás ruidos y distorsiones presentes en el circuito, no puedan afectar de manera perjudicial la señal transformada. Esta transformación de la señal de lectura se consigue estrechando adecuadamente los impulsos de lectura para reducir la interferencia entre impulsos y constituye una característica del presente invento como se describirá ahora con referencia a las figuras 2 y 3.

El modo de realización del invento que se representa en la figura 2 incluye una cabeza de lectura 34 que proporciona una señal de lectura que se aplica a través del preamplificador 36, del igualador 38 y del circuito de control automático de ganancia 40 a los canales de detección de cresta y de detección de amplitud. El canal de detección de cresta incluye el diferenciador 42, el detector 44 y el elemento de retardo 46 que funcionan esencialmente de la misma manera que los elementos correspondientes del circuito de la técnica anterior para proporcionar impulsos de datos que coinciden en el tiempo con las crestas representativas de los datos de la señal de lectura comunicada a partir de la cabeza de lectura 34. De la misma manera, el generador de impulsos de conmutación 48 del canal de detección de amplitud sirve, como en el caso del circuito de la técnica anterior, para suministrar impulsos de comunicación destinados a impedir errores que podrían producirse en razón de la presencia de ruido en las secciones de línea básica de la señal de lectura. Los impulsos de conmutación proporcionados por el canal de detección de amplitud se aplican a continuación, conjuntamente con los impulsos de datos obtenidos a la salida del canal de detección de cresta, a una puerta AND 50 que responde a los impulsos apli-

cados produciendo impulsos de datos conmutados representativos de las transiciones registradas en un medio de almacenamiento asociado con la cabeza de lectura 34.

5 El funcionamiento del generador de impulsos de conmutación como dispositivo de detección de nivel de amplitud, es posible debido a que el igualador 38 actúa sobre la señal aplicada a su entrada de modo que se obtenga a su salida, y a la salida del amplificador de control automático de ganancia 40, una señal de amplitud de cresta constante que tiene
10 crestas positivas y negativas iguales 52, independientemente de la separación de los impulsos proporcionada por la configuración de los datos, según se indica por la forma de onda A de la figura 3. Ya que todas las crestas de la señal de salida del igualador tienen una amplitud constante, el valor
15 de umbral de detección de amplitud puede ser ajustado por ejemplo en el 45% de la amplitud de cresta, asegurando sin embargo la activación del generador de conmutación para evitar el error de registro de bitio incluso cuando se produce ruido debido a un defecto del medio de almacenamiento y otro
20 ruido capaz de reducir la amplitud de cresta hasta en un 50%. Además, el umbral de activación del generador de impulsos de conmutación del 45% del valor normal de la amplitud de cresta asegurará una protección adecuada contra el error por aparición de bitio debido al ruido o a la distorsión existente en
25 las secciones de línea básica 54 de la señal de salida del igualador.

La forma de onda B de la figura 3, representa la señal igualada después de la diferenciación en el canal de detección de cresta. Las crestas de amplitud variable existentes
30 en esta señal no tienen importancia por lo que a detección de

cresta se refiere. Las características significativas del igualador respecto a la detección de cresta, son los espectros de anchura amplitud y fase de los impulsos igualados. Estas características, así como las características adicionales de amplitud de cresta constante y forma plana de la línea básica, son importantes también para una adecuada generación de impulsos de conmutación y se describirán más detalladamente con referencia a las figuras 4 a 7, después de lo cual se describirán los medios que permiten llevar a la práctica el igualador.

10 Los impulsos estrechados que se obtienen a la salida del igualador tienen preferentemente un espectro de amplitud contenido en una banda pasante de frecuencias bajas reducidas que tiene una frecuencia de corte $f_c = 1/T$; según se indica por la curva indicada por $\cos^4(\pi ft/2)$ en la figura 4. Un impulso de dominio de tiempo aislado y estrechado relacionado con este espectro de amplitud se representa en la figura 5 y se ve que entra en contacto con la línea básica cero en los puntos $\pm 3T/2$ permaneciendo esencialmente plano en cero más allá de estos puntos. La derivada de impulso de la figura 5 se representa en la figura 6 y el espectro de amplitud de la onda diferenciada se indica en la figura 4 por la curva indicada por $\cos^4(\pi ft/2) \cdot 2 \operatorname{sen}(\pi ft)$. Esta función se obtiene utilizando una diferencia del tipo de línea de retardo que se describe en la patente a nombre de Jacoby mencionada más arriba, número 3516066. La figura 7 representa impulsos de dominio de tiempo aislados, antes y después de la igualación en una escala de tiempo común, en la cual el impulso antes de la igualación representa una señal de entrada aplicada al igualador. El impulso después de la igualación representa la señal de salida del igualador en respuesta a la señal de im-

5

15

20

25

30

pulso de entrada y corresponde al impulso ilustrado en la figura 5. Se observará que el impulso después de la igualación, en este caso, tiene en el punto de media amplitud una anchura igual aproximadamente a las dos terceras partes de la anchura del impulso antes de la igualación en el punto correspondiente, lo que evita un incremento indebido de la anchura de banda como ocurre cuando el grado de estrechamiento de los impulsos es sustancialmente más importante. Sin embargo, el grado de estrechamiento de los impulsos obtenido por medio del igualador es suficiente para que los impulsos individuales puedan ser distinguidos de manera esencialmente completa los unos de los otros. Se observará igualmente que tanto los impulsos antes de la igualación como los impulsos después de la igualación, son simétricos alrededor de sus crestas, lo que indica la ausencia de distorsión de fase en ambos impulsos y además que el igualador funciona para conseguir el estrechamiento deseado de los impulsos sin perturbar el espectro lineal de fase del impulso. Se observará igualmente que una señal de lectura proporcionada por una cabeza de lectura magnética presenta típicamente una distorsión de fase como lo demuestra la asimetría de los impulsos de lectura. El impulso antes de la igualación de la figura 7, representa por tanto un impulso de lectura que ha sido compensado en fase para obtener el impulso simétrico que se ilustra y que tiene un espectro de fase lineal. Esta compensación puede realizarse por medio de un dispositivo igualador de fase que se describe en la solicitud de patente mencionada más arriba a nombre de Jacoby y socios, número 3405403. El igualador de fase puede incorporarse en el circuito de la figura 2, entre el preamplificador 36 y el igualador 38, o en variante, puede construirse como parte integrante del igualador 38.

Haciendo de nuevo referencia a la figura 4, se ilustra igualmente el espectro de amplitud de una función con coseno elevado al cuadrado a título de comparación con la función de coseno elevado a la potencia cuatro preferida. Se observará que ambas funciones tienen la misma frecuencia de corte $f_c = 1/T$, pero cada función de coseno elevado a la cuarta potencia proporciona una menor amplificación de amplitud en la banda pasante y por tanto proporciona un menor incremento del ruido, es decir una amplificación del ruido inferior a la que puede existir en la banda pasante como resultado del estrechamiento de los impulsos de entrada para evitar las interferencias entre ellos. El espectro de amplitud del impulso diferenciado en el canal de detección de cresta, presenta una mayor amplificación de amplitud, y por tanto es algo más susceptible al ruido, pero este fenómeno no puede aparecer a la salida del circuito detector de señal en razón del efecto del generador de señales de conmutación que ha sido explicado anteriormente.

La utilización de una conformación de coseno elevado al cuadrado en el receptor de un canal de comunicaciones, es conocida en la técnica y por ejemplo, se describe en la patente de los Estados Unidos, número 3647964, publicada el 7 de marzo de 1972 a nombre de D. T. Tang, en la cual se indica que el impulso de dominio de tiempo en cuestión tiene un primer cruce por el valor cero en $\frac{1}{2}T$ y unos cruces suplementarios separados por $0,5T$ más allá del primer cruce, siendo T la recíproca de la frecuencia de corte. Como se representa en la figura 3 de la patente a nombre de Tang, estos cruces adicionales por el valor cero producen una onda oscilatoria en el impulso de dominio de tiempo. Tang indica que estos cruces su

plementarios pueden emplearse ventajosamente transmitiendo impulsos de datos sucesivos a intervalos iguales a $nT/2$, siendo n cualquier número entero igual o superior a 2. De este modo, los impulsos de datos pueden ser muestreados en múltiples enteros de $0,5T$ sin interferencia entre impulsos, siempre y cuando dos impulsos no estén separados en menos de T . En otras palabras, si un segundo impulso se produce solamente a intervalos de $T, 1,5T, 2T$, etc., después de un primer impulso, no se producirá ninguna interferencia entre los impulsos porque el primer impulso presentará un punto de cruce por el valor cero cuando se efectúa el muestreo del segundo impulso. En el caso de un sistema magnético de almacenamiento de datos, parece que la interferencia entre impulsos puede evitarse similarmente registrando las transiciones de datos en el medio de almacenamiento de modo que se efectúe la lectura de los impulsos en los intervalos especificados. Sin embargo, la presencia del desplazamiento de bitios en un grado cualquiera en un sistema magnético de almacenamiento de datos, hace que la situación sea considerablemente más compleja por el simple motivo de que no puede asegurarse que un impulso de lectura se producirá verdaderamente en un punto de cruce por el valor cero de otro impulso de lectura. La configuración espectral preferida de coseno elevado a la cuarta potencia, evita sustancialmente este problema porque corresponde a un impulso que puede ser considerado como exento de cualquier prolongación oscilatoria por lo menos en el grado deseado para obtener la forma plana deseada en el nivel cero en las regiones de los impulsos, es decir en las regiones situadas más allá de la línea básica cero que llega a los puntos de $\pm 3T/2$, para asegurar un funcionamiento fiable del canal de detección de amplitud. En realidad,

el impulso de la figura 5 tiene una prolongación oscilatoria, pero sus crestas presentan solamente la sexta parte de la magnitud de las crestas de la prolongación producida con un impulso que tiene un espectro de amplitud de coseno elevado al cuadrado. Para una banda pasante baja idéntica con frecuencia de corte $f_c = 1/T$, la conformación espectral de coseno elevado al cubo proporciona una amplificación de amplitud algo superior que una función de coseno elevado a la cuarta potencia y un impulso que tiene una prolongación oscilatoria de amplitud indeseablemente elevada de la misma manera que la función de coseno elevado al cuadrado, mientras que la configuración espectral de coseno elevado a la quinta potencia proporciona una amplificación de amplitud algo menor y un impulso que tiene una prolongación oscilatoria de magnitud incluso inferior a la de una función de coseno elevado a la cuarta potencia. La configuración espectral de coseno elevado a la quinta potencia proporciona por tanto una igualación generalmente satisfactoria, pero no se considera como tan adecuada como la función de coseno elevado a la cuarta potencia, porque el impulso de dominio de tiempo correspondiente no se estrecha tanto y por tanto da lugar a una ligera degradación del funcionamiento tanto del canal de detección de cresta como del canal de detección de amplitud. Además, de sus demás atributos, un igualador que facilita una configuración espectral de coseno elevado a la cuarta potencia, que corresponde a un impulso que entra en contacto con la línea básica cero en los puntos $\pm 3T/2$, está adecuado perfectamente para la detección del código 3PM que tiene un intervalo de transición mínimo de $3T/2$.

Se ha indicado anteriormente que para el funcionamiento deseado del canal de detección de cresta, el igualador

debe transformar los impulsos que se aplican a su entrada, en unos impulsos de salida adecuadamente estrechados que tienen una amplitud limitada y un espectro de fase lineal. La obtención de estas características en el igualador, ha sido explicada en los párrafos anteriores. Sin embargo, conviene indicar, con referencia a la figura 6, que el impulso diferenciado después de la igualación, no entra en contacto con la línea básica cero hasta llegar a los puntos $\pm 2T$ y en realidad tiene un nivel de señal determinado en los puntos $\pm 3T/2$ a pesar de la igualación. Por consiguiente, la interferencia entre impulsos puede producirse en el canal de detección de cresta en el caso del código 3PM para el cual la separación mínima de transiciones es de $1,5T_B$, siendo T_B la frecuencia de los bitios de datos. Esta interferencia puede ser evitada aumentando la anchura de banda. Más precisamente, se ve en la figura 6 que el impulso diferenciado se sitúa aproximadamente en el nivel cero en $\pm 1,88T$. En estas condiciones, el intervalo mínimo necesario entre las transiciones o los impulsos de lectura, para evitar sustancialmente las interferencias entre impulsos en el canal de detección de cresta, no necesita ser $2T$, sino que de hecho puede reducirse a $1,88T$. Basándose en esta observación, la separación mínima (T_{MIN}) entre los impulsos debe estar incluida en la gama de $1,88T$ a $2T$, siendo T la recíproca de la frecuencia de corte f_c , como se ha indicado anteriormente. Para satisfacer este requisito del código 3PM en el cual $T_{MIN} = 1,5T_B$, la frecuencia de corte $f_c = 1/T$ debe estar incluida en la gama de $1,25/T_B$ a $1,33/T_B$. En otras palabras, para el código 3PM la frecuencia de corte debe ser entre un 25 y un 33% más elevada que la frecuencia de los bitios de datos para evitar las interferencias entre impulsos

en el canal de detección de cresta. Esta interferencia puede ser compensada fácilmente y ser evitada sin necesidad de aumentar la anchura de banda, utilizando la llamada compensación de preescritura, técnica bien conocida para compensar el desplazamiento de los bitios desplazando las transiciones en una pequeña cantidad durante el registro, en la dirección opuesta al desplazamiento que se produce en razón de la interferencia entre impulsos. Haciendo referencia a la figura 5, se observará que los impulsos que se obtienen a la salida del igualador son relativamente planos en la proximidad de los puntos $\pm 3T/2$ de contacto con la línea básica cero. Por consiguiente, un pequeño desplazamiento de la cresta de un impulso adyacente situado en cualquiera de estos puntos, dará lugar a una interferencia entre impulsos insignificante. En estas condiciones, cuando se combina la igualación que facilita un espectro de coseno elevado a la cuarta potencia con una compensación de preescritura, el intervalo mínimo entre los impulsos puede ser igual a $1,5T$; y ya que en el caso del código 3PM, $T_{MIN} = 1,5T_B$, la frecuencia de corte necesaria puede ser igual a la recíproca de la frecuencia de bitios de datos del código de 3PM, lo que da lugar a una considerable reducción de la anchura de banda sin que se produzca una interferencia interimpulsos indebida en cualquier canal del circuito.

Los expertos en la materia entenderán y de hecho observarán que el invento es útil no solamente con el código 3PM en el cual la separación mínima entre impulsos o transiciones es de $\pm 3T/2$, que corresponde a los puntos de contacto con la línea básica cero en el dominio de tiempo de la señal de salida del igualador, sino también con códigos MFM y M^2_{PM}

y que de hecho el invento es útil con el código tipo NRZ o cualquier código de longitud de ejecución limitada. Esto se debe a que la respuesta en el dominio de tiempo es plana más allá de los puntos de contacto con la línea básica cero y que es posible hacer que estos puntos ($\pm 3T/2$) correspondan al intervalo mínimo entre impulsos o transiciones del código NRZ o de cualquier código de longitud de ejecución limitada. Las posiciones en las cuales se produce otros impulsos o transiciones en intervalos superiores al intervalo mínimo de cualquier código no tienen importancia porque los impulsos de salida del igualador son sustancialmente planos en el nivel cero en las posiciones situadas más allá del intervalo mínimo entre impulsos.

La realización de un igualador que proporciona una configuración espectral de amplitud de coseno elevado a la cuarta potencia, se describirá ahora con referencia a las figuras 8 a 12. Un impulso aislado antes de igualación (figura 7) de un sistema magnético de lectura, tienen típicamente una característica Lorentziana, que puede ser representada matemáticamente por $1/(1+T^2)$ siendo T el tiempo normalizado, y un espectro de amplitud representado por la curva designada por L(f) en la figura 8. La curva designada por R(f) representa el espectro de amplitud del impulso aislado deseado después de la igualación. Las curvas L(f) y R(f) pueden representarse matemáticamente de la siguiente manera:

$$L(f) = e^{-\frac{\pi}{T_{50}} f}$$
$$R(f) = \cos^4 \frac{\pi f}{2f_c}$$

representando f la frecuencia, f_c la anchura de banda del sistema o frecuencia de corte, T la recíproca de la frecuencia de corte y T_{50} la duración en los puntos de media amplitud del

impulso antes de la igualación.

Con el objeto de transformar el espectro de amplitud $L(f)$ en un espectro de amplitud $R(f)$ se desea una función $E_D(f)$ del igualador, tal que:

5

$$L(f) \cdot E_D(f) = R(f)$$

Esta función deseada del igualador se representa por medio de la curva indicada por $E(f)/K_e$ en la figura 8, es decir la función del igualador normalizada en un valor de K_e . Por medio del análisis numérico puede determinarse que la función deseada $E_D(f)$ del igualador puede ser representada matemáticamente con una buena aproximación por la siguiente expresión:

10

$$\begin{aligned} E_D(f) &= K_1 (1 - K_2 \cos \frac{2\pi f}{fn}) \cdot B(f) \\ &= V_c \cdot B(f) \\ &= V_c \end{aligned}$$

15

en la cual, f representa de nuevo la frecuencia, K_1 y K_2 son unas constantes, fn es la frecuencia para la cual el término que incluye el coseno es igual a cero, y $B(f)$ es un filtro de Bessel del cuarto orden, preferentemente un filtro de Bessel-Unbehauen.

20

La figura 9 indica que el producto de las funciones de densidad espectral V_c y $B(f)$ permite obtener una función real de igualación de densidad espectral $E_A(f)$ que se aproxima mucho a la función de igualación deseada $E_D(f)$ en la banda pasante del sistema. Si se utiliza un filtro de Bessel corriente en lugar del filtro preferido de Bessel-Unbehauen, la curva $B(f)$ no disminuirá hasta cero en $1/T$ y la igualación real $E_A(f)$ tampoco se reducirá a cero, sino que por el contrario desviará de la curva indicada en una pequeña gama de frecuencia inmediatamente por debajo de la frecuencia de corte.

25

30

Los peritos en la materia observarán que el iguala-

5 dor 38 con extremidad equilibrada que se utiliza con el presente invento, es preferible porque permite obtener una reyección de ruido sustancialmente más importante que la que puede conseguirse con un igualador de una sola entrada y una sola salida (no equilibrado). Sin embargo, antes de efectuar la descripción de la realización del circuito equilibrado del igualador real que se utiliza en el presente invento, será útil para llegar a entenderlo, estudiar en primer lugar el funcionamiento de un igualador de coseno no equilibrado conocido, que se representa en la figura 10.

10 El circuito igualador de coseno de la figura 10 incluye un seguidor de emisor 56 y una línea de retardo 58 conectados en paralelo y acoplados a través de un amplificador diferencial 60 con un filtro Bessel pasaabajo de cuatro polos.

15 La línea de retardo tiene una impedancia característica de Z_0 y un retardo de $T_d = 1/f_n$. Una señal de entrada aplicada a partir de una fuente de impedancia sustancialmente nula, tal como la salida de un preamplificador de una sola salida, se aplica al terminal de entrada 64 que está conectado por medio de la

20 resistencia 66 con la entrada del seguidor de emisor y de la línea de retardo. La impedancia de entrada en el terminal de entrada positivo del amplificador 60 es superior en dos órdenes de magnitud con relación a la impedancia característica de la línea de retardo 58 y por tanto la extremidad de salida de la línea de retardo constituye en realidad un circuito

25 abierto. Por consiguiente, la tensión V_B a la salida de la línea de retardo es una constante en función de la frecuencia, mientras que la tensión V_A que existe a la entrada de la línea de retardo varía en función de la frecuencia en razón de

30 las reflexiones de onda producidas por el circuito abierto a

la extremidad de salida de la línea de retardo. Ya que solamente una parte $K_2 V_A$ de la tensión V_A que aparece a la salida del seguidor del emisor 58, es tomada a partir de la resistencia 68 para su aplicación al terminal de entrada negativo del amplificador diferencial 60, la tensión V_C obtenida a su salida tiene una característica de frecuencia que se indica por la forma de onda V_C . A continuación, la tensión V_C actúa a través del filtro de Bessel 62 para producir una tensión V_E que tiene una característica en función de la frecuencia que corresponde a la función real del igualador $E_A(f)$ de la figura 9.

Estudiaremos ahora el funcionamiento del circuito igualador de coseno equilibrado que se representa en la figura 11. En este caso, una tensión $+V_A$ se aplica al terminal de entrada 70, mientras que una tensión $-V_A$ se aplica al terminal 72. Estas tensiones se obtienen a partir de la salida del preamplificador 36 de la figura 2. La figura 12 representa la parte del igualador de coseno rodeada por la línea de puntos en la figura 11 y esta parte se describirá ahora con el objeto de facilitar una explicación y un entendimiento del igualador de coseno equilibrado preferido. La señal $+V_A$ que se aplica al terminal de entrada 70 atraviesa la línea de retardo 74 produciendo una señal constante V_B a su salida, y a su vez esta señal se aplica a través del seguidor de emisor 76 a una extremidad del potenciómetro 78 que tiene un valor de resistencia R_1 . La señal $-V_A$ aplicada al terminal de entrada 72 atraviesa el seguidor de emisor 80 que tiene su salida conectada con la otra extremidad del potenciómetro 78. Por tanto, estando el cursor del potenciómetro ajustado para tomar una parte $(1-K_2)$ de la señal V_B y una parte K_2 de la señal V_A , la señal V_{AB} producida en el cursor es:

$$\begin{aligned}V_{AB} &= (1-K_2)V_B - K_2 V_A \\ &= (1-K_2) \cdot \left(V_B - \frac{K_2 V_A}{1-K_2} \right) \\ &= k(V_B - K'_2 V_A)\end{aligned}$$

5 donde $k = (1-K_2)$ y $K'_2 = \frac{K_2}{1-K_2}$

En el caso del circuito igualador de coseno equilibrado de la figura 11, la señal de doble entrada suministra a partir del preamplificador 36 se aplica a los terminales de entrada 82 y 84 del igualador 38. El terminal de entrada 82 es aplicado a través de la resistencia 86 a la entrada de la línea de retardo 74 y a la entrada del seguidor de emisor 88 que tiene su salida conectada con una extremidad del potenciómetro 90. El terminal de entrada 84 está conectado a través de la resistencia 92 con la entrada del seguidor de emisor 80 y con la entrada de la línea de retardo 94 que está conectada a través del seguidor de emisor 96 con la otra extremidad del potenciómetro 90. Por tanto, estando los cursores de los potenciómetros 78 y 90 ajustados en posiciones idénticas, una señal

$$2 V_{AB} = 2k(V_B - K'_2 V_B)$$

se aplica a los terminales de entrada del amplificador diferencial 98 que responde produciendo a su salida una señal

$$V_c = K_1 \cdot 2V_{AB}$$

25 Se ve que esta ecuación de V_c tiene la misma relación funcional con relación a un circuito de entrada equilibrado que la que se obtiene con el circuito de entrada no equilibrado de la figura 12 y su similitud con la ecuación de V_c que antecede se ve inmediatamente, en concreto

30
$$V_c = K_1 (1 - K_2 \cos \frac{2\pi f}{fn})$$

A continuación, se aplica la señal V_C al filtro pasa abajo de Bessel para obtener la salida V_E del igualador.

Las líneas de retardo de los circuitos de las figuras 10, 11 y 12 tienen todas un retardo $T_D = \frac{1}{fn}$ el cual, según puede ser determinado a partir de la figura 9 y de las ecuaciones de V_C y V_B indicadas anteriormente, son necesarias para obtener o por lo menos para acercarse a la igualación deseada.

Se dará ahora con referencia a la figura 13 una descripción más detallada del circuito 48 del generador de impulsos de conmutación equilibrado que se emplea en el canal de detección de amplitud de la figura 2. La señal de salida V_E del igualador, se aplica a través del amplificador 40 de control automático de ganancia a los terminales de entrada 102 y 104 del generador de señales de conmutación. Cuando un impulso positivo de la señal V_E se aplica al terminal 102, rebasando un nivel positivo predeterminado que está determinado por el reglaje V_{THRESH} del potenciómetro 110, se produce una señal en forma de escalón que pasa de un valor elevado a un valor bajo a la salida del comparador 106 conectada con la entrada de ritmo del flip-flop 112, haciendo que el nivel de la señal en el terminal \bar{Q} del mismo, tome un valor bajo. Esta señal de nivel bajo atraviesa la puerta OR exclusiva 116 produciendo una señal de nivel alto a su salida, haciendo así que la señal a la salida de la puerta OR exclusiva 118 tome un nivel bajo y que la señal a la salida de la puerta OR exclusiva 120 tome un nivel alto. Esta señal de nivel bajo a la salida de la puerta OR exclusiva 118 dispara el multivibrador monoestable 122, produciendo un impulso de duración determinada a su salida, el cual se aplica a través del elemento OR 126

como un impulso de comunicación para su aplicación a la puerta AND 50 (figura 2), conjuntamente con los impulsos obtenidos a partir del canal de detección de cresta. La señal de nivel bajo a la salida de la puerta OR exclusiva 118 se aplica también de nuevo a las entradas J y K del flip-flop 112, impidiendo así la generación de otro impulso de generación en respuesta a cualquier impulso positivo que aparezca inmediatamente después en el terminal de entrada 102. Sin embargo, cuando se aplica un impulso negativo de la señal V_E al terminal de entrada 104, con un nivel que rebasa un nivel negativo predeterminado que está determinado por el reglaje V_{THRESH} del potenciómetro 110, se produce una señal en forma de escalón que pasa de un nivel alto a un nivel bajo a la salida del comparador 108 que está conectada con la entrada de ritmo del flip-flop 114, haciendo que la señal que aparece en su terminal \bar{Q} tome un valor bajo. Esta señal de nivel bajo atraviesa la puerta OR exclusiva 116 produciendo una señal de valor bajo a su salida y haciendo que la señal a la salida de la puerta OR exclusiva 120 y que la señal a la salida de la puerta OR exclusiva 118 tome un nivel alto. La señal de nivel bajo a la salida de la puerta OR exclusiva 120 dispara el multivibrador monoestable 124, produciendo un impulso de duración determinada a su salida, el cual atraviesa el elemento OR 126 proporcionando otro impulso de conmutación. Esta señal de nivel bajo a la salida de la puerta OR exclusiva 120 se aplica también de nuevo a las entradas J y K del flip-flop 114, impidiendo así la generación de otro impulso de conmutación en respuesta a cualquier impulso negativo que aparezca inmediatamente después en el terminal de entrada 104. Ahora bien, sin embargo, en razón de la señal de nivel alto aplicada a los termina

les J y K del flip-flop 112 a partir de la puerta OR exclusiva 118, el circuito puede responder a un impulso positivo de amplitud requerida apareciendo en el terminal de entrada 102 después de lo cual será de nuevo capaz de responder a otro impulso negativo de amplitud requerida apareciendo en el terminal de entrada 104. En estas condiciones, el circuito actúa como dispositivo basculante que responde a impulsos de entrada alternativamente positivos y negativos, que corresponden a las transiciones alternativamente positivas y negativas, registradas en el medio de almacenamiento magnético.

Aunque el invento haya sido descrito de manera particular con respecto a la conformación espectral de coseno elevado a la cuarta potencia que se considera como la óptima, se observará que el invento no está limitado a esta aplicación y que incluye claramente las funciones que se aproximan a la función de coseno elevado a la cuarta potencia en tanto que presente las características deseadas para la señal aplicada a los canales de detección de cresta y de detección de amplitud. Por otra parte, el invento puede utilizarse ya sea en el canal de detección de cresta, ya sea en el canal de detección de amplitud solamente, aunque su utilización es particularmente preferida para el canal de detección de amplitud. De hecho, cuando el invento está incorporado tan solo en el canal de amplitud, sirve para proporcionar una configuración espectral de coseno elevado a una potencia de número par mientras que el diferenciador utilizado en el canal de detección de cresta proporciona una configuración espectral de coseno elevado a una potencia de número impar.

En la figura 14, se representa una variante de realización del invento en la cual el igualador está incluido so

lamente en el canal de detección de amplitud y se observará que este modo de realización es similar al de la figura 2 salvo por lo que se refiere al emplazamiento del igualador, estando los mismos elementos identificados por números similares.

5 Aunque el invento haya sido descrito con referencia a unos modos de realización particulares, se observará que pueden realizarse en estos últimos unas mejoras y modificaciones sin alejarse de los verdaderos espíritu y alcance del invento tal como está definido en las reivindicaciones adjuntas.

10 En resumen, la presente patente de invención que se solicita deberá recaer en las siguientes:

REIVINDICACIONES

1. - Circuito detector de señales del tipo de doble canal para detectar los datos contenidos en una señal de entrada aplicada a dicho circuito, que incluye:

15 un dispositivo igualador para transformar una señal de entrada de amplitud de cresta variable que tiene crestas de impulsos representativas de datos en una señal de salida de amplitud de cresta sustancialmente constante que tiene impulsos uniformes y simétricos representativos de datos que corresponden cada uno a un impulso respectivo de la señal de entrada, en el cual cada impulso representativo de dato se estrecha en el tiempo con relación al impulso de entrada correspondiente y presenta una forma sustancialmente plana en la línea básica, en cada lado, más allá de los puntos de contacto con la línea básica, y tiene un espectro de amplitud contenido en una gama de frecuencia limitada,

20 un dispositivo de canal de detección de cresta conectado con dicho dispositivo igualador para producir un impulso de dato indicativo de la cresta de cada impulso representativo

30

de dato de la señal de salida de dicho dispositivo igualador,
un dispositivo de canal de detección de amplitud co
nectado con dicho dispositivo igualador para producir un im
pulso de conmutación que corresponde a cada impulso representa
5 tivo de dato de la señal de salida de dicho dispositivo igua
lador, y

un dispositivo conectado para recibir los impulsos
de datos y los impulsos de conmutación y para responder a cada
impulso de dato que ocurre en coincidencia de tiempo con un im
10 pulso de conmutación para orientar los impulsos de datos hacia
un terminal de salida de dicho circuito.

2. - Circuito según la reivindicación 1, caracteri
zado porque el dispositivo igualador transforma la señal de
entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato
15 tenga un espectro de amplitud de función par.

3. - Circuito según la reivindicación 1, caracteri
zado porque el dispositivo igualador transforma la señal de en
trada de tal manera que cada impulso representativo de dato
tenga un espectro de amplitud de coseno elevado a una poten
20 cia.

4. - Circuito según la reivindicación 1, caracteri
zado porque el dispositivo igualador transforma la señal de
entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato
tenga sustancialmente un espectro de amplitud de coseno eleva
25 do a la cuarta potencia con una frecuencia de corte f_c igual
a $1/T$ y unos puntos de contacto con la línea básica cero en
 $3T/2$ en lados opuestos de la cresta de impulso situada en T
igual a cero.

5. - Circuito según la reivindicación 1, caracteri
30 zado porque el canal de detección de amplitud produce un impul

so de conmutación solamente en respuesta a cada impulso representativo de dato que rebasa un valor de umbral de amplitud predeterminada.

5 6. - Circuito según la reivindicación 5, caracterizada porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato tenga un espectro de amplitud de función par.

10 7. - Circuito según la reivindicación 5, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato tenga un espectro de amplitud de coseno elevado a una potencia.

15 8. - Circuito según la reivindicación 5, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato tenga sustancialmente un espectro de amplitud de coseno elevado a la cuarta potencia con una frecuencia de corte f_c igual a $1/T$ y unos puntos de contacto con la línea básica cero en $3T/2$ en los lados opuestos de la cresta del impulso situada en T igual a cero.

20 9. - Circuito según la reivindicación 5, caracterizado porque el dispositivo de canal de detección de amplitud está construido y dispuesto de tal manera que responda solamente a los impulsos representativos de datos alternativamente positivos y negativos que rebasan el valor de umbral de amplitud predeterminado.

25 10. - Circuito según la reivindicación 9, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato tenga sustancialmente un espectro de amplitud de coseno elevado


30



do a la cuarta potencia con una frecuencia de corte f_c igual a $1/T$ y unos puntos de contacto con la línea básica cero en $3T/2$ en lados opuestos de la cresta del impulso situada en T igual a cero.

5 11. - Circuito según la reivindicación 10 caracterizado porque el dispositivo de canal de detección de amplitud incluye un circuito generador de señales de conmutación equilibrado que tiene un par de terminales de entrada conectados para recibir la señal de salida de dicho dispositivo
10 de igualación, un dispositivo comparador conectado con dicho par de terminales de entrada para responder a los impulsos de la señal de salida de dicho dispositivo de igualación que rebasan el valor de umbral de amplitud predeterminado con el objeto de producir los impulsos de conmutación, y un dispositivo
15 inhibidor conectado con dicho dispositivo comparador para inhibir su respuesta a los sucesivos impulsos de la señal de salida de dicho dispositivo igualador que tienen la misma polaridad.

20 12. - Circuito según la reivindicación 11, caracterizado porque el dispositivo igualador incluye un filtro equilibrado dotado de unos primero y segundo terminales de entrada conectados para recibir la señal de entrada de amplitud de cresta variable, un dispositivo de línea de retardo dotada de un retardo de tiempo predeterminado que se termina en un
25 circuito abierto y que está conectada con dichos primero y segundo terminales de entrada, un primer dispositivo sumador de señales para sumar la señal que aparece en dicho primer terminal de entrada con una señal obtenida a partir de la salida de dicho dispositivo de línea de retardo, y un segundo dispositivo
30 sumador para sumar la señal que aparece en dicho segun



do terminal de entrada con una señal obtenida a partir de la salida de dicho dispositivo de línea de retardo.

13. - Circuito detector de señales del tipo de doble canal para detectar los datos contenidos en una señal de entrada aplicada a dicho circuito, que incluye:

5

un dispositivo igualador para transformar una señal de entrada de amplitud de cresta variable que tiene unas crestas de impulsos representativos de datos en una señal de salida de amplitud de cresta sustancialmente constante que tiene unos impulsos representativos de datos simétricos y número par que corresponden cada uno a un impulso respectivo de dicha señal de entrada, estrechándose cada impulso representativo de datos en el tiempo con relación al impulso de entrada correspondiente y siendo sustancialmente plano en la línea básica en cada lado más allá de los puntos de contacto con la línea básica y teniendo un espectro de amplitud contenida dentro de una gama de frecuencia limitada,

10

15

un dispositivo de canal de detección de cresta conectado para recibir la señal de entrada con el objeto de producir un impulso de dato indicativo de cada cresta de impulso representativo de dato,

20

un dispositivo de canal de detección de amplitud conectado para detectar la salida de dicho dispositivo igualador con el objeto de producir un impulso de conmutación que corresponde a cada impulso representativo de dato, y

25

un dispositivo conectado para recibir los impulsos de datos y los impulsos de conmutación y para responder a cada impulso de dato que ocurre en coincidencia de tiempo con un impulso de conmutación para orientar los impulsos de datos hacia un terminal de salida de dicho circuito.

30



14. - Circuito según la reivindicación 13, caracterizado porque el dispositivo de canal de detección de amplitud produce un impulso de conmutación solamente en respuesta a cada impulso representativo de dato que rebasa un valor de umbral de amplitud predeterminado.

15. - Circuito según la reivindicación 14, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato tenga un espectro de amplitud de función par.

16. - Circuito según la reivindicación 14, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato tenga un espectro de amplitud de coseno elevado a una potencia.

17. - Circuito según la reivindicación 14, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de datos tenga sustancialmente un espectro de amplitud de coseno elevada la cuarta potencia, con una frecuencia de corte f_c igual a $1/T$ y unos puntos de contacto con la línea básica cero en $3T/2$ en los lados opuestos de la cresta de impulso situada en T igual a cero.

18. - Circuito según la reivindicación 14, caracterizado porque el dispositivo de canal de detección de amplitud está construido y dispuesto de tal manera que responda solamente a los impulsos representativos de datos alternativamente positivos y negativos que rebasan el nivel de umbral de amplitud predeterminado.

19. - Circuito según la reivindicación 18, caracterizado porque el dispositivo igualador transforma la señal de entrada de tal manera que cada impulso representativo de dato

tenga sustancialmente un espectro de amplitud de coseno elevado a la cuarta potencia con una frecuencia de corte f_c igual a $1/T$ y unos puntos de contacto con la línea básica cero en $3T/2$ en los lados opuestos de la cresta de impulsos situada en T igual a cero.

5

20. - Circuito según la reivindicación 19, caracterizado porque el dispositivo de canal de detección de amplitud incluye un circuito generador de impulsos de conmutación equilibrada que tiene un par de terminales de entrada conectados para recibir la señal de salida de dicho dispositivo igualador, un dispositivo comparador conectado con dicho par de terminales de entrada para responder a los impulsos de la señal de salida de dicho dispositivo de igualación que rebasan el nivel de umbral de amplitud predeterminado para producir los impulsos de conmutación, y un dispositivo inhibidor conectado con dicho dispositivo comparador para inhibir su respuesta a los sucesivos impulsos de la señal de salida de dichos dispositivos de igualación que tienen la misma polaridad.

10

15

20

25

21. - Circuito según la reivindicación 20, caracterizado porque el dispositivo igualador incluye un filtro equilibrado que tiene unos primero y segundo terminales de entrada conectados para recibir la señal de entrada de amplitud de cresta variable, un dispositivo de línea de retardo que tiene un retardo de tiempo predeterminado y que se termina en un circuito abierto y está conectada con dichos primero y segundo terminales de entrada, un primer dispositivo sumador de señales para sumar la señal que aparece en dicho primer terminal de entrada con una señal obtenida a partir de la salida de dicho dispositivo de línea de retardo, y un segundo dispositivo sumador para sumar la señal que aparece en dicho segundo termi

30



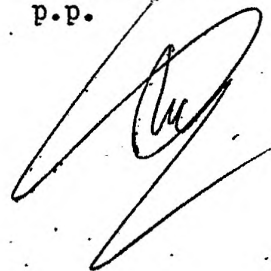
nal de entrada a partir de la salida de dicho dispositivo de línea de retardo.

22. - Se reivindica por último como objeto so
bre el que ha de recaer la patente de invención que se soli
5 cita: CIRCUITO DETECTOR DE SEÑALES.

Todo conforme queda descrito y reivindicado en
la presente memoria descriptiva que consta de cuarenta y cua
tro páginas mecanografiadas y dibujos que se acompañan.

Madrid, 23 de Diciembre de 1.977

10 BERNARDO UNGRIA
P.P.



10

15

20

25

30



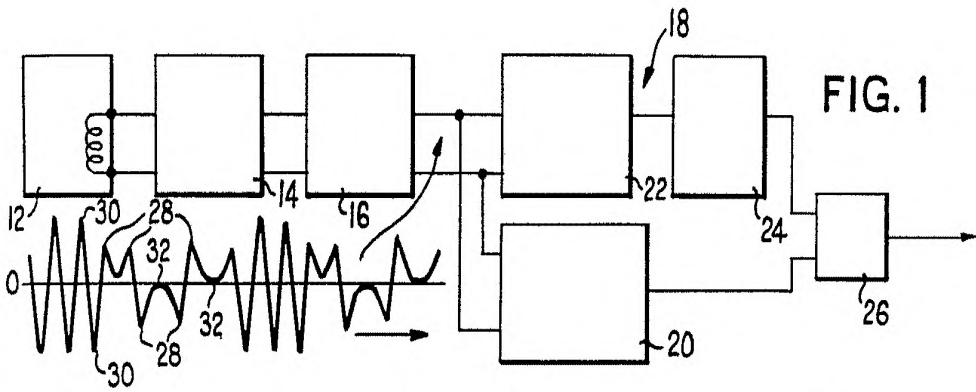


FIG. 1

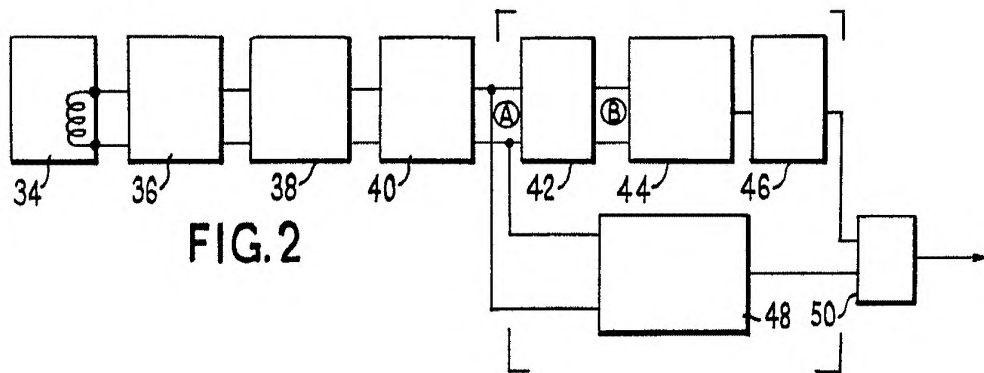


FIG. 2

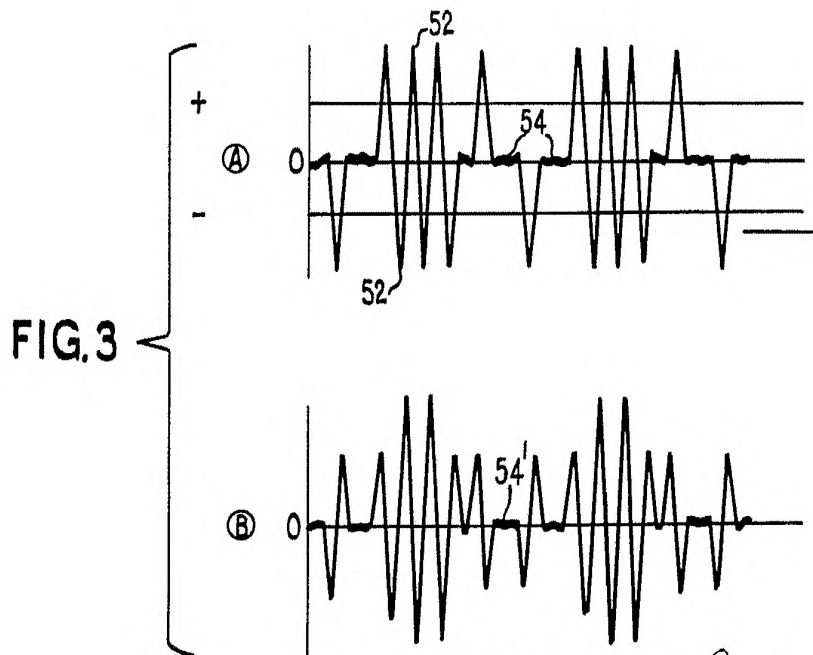
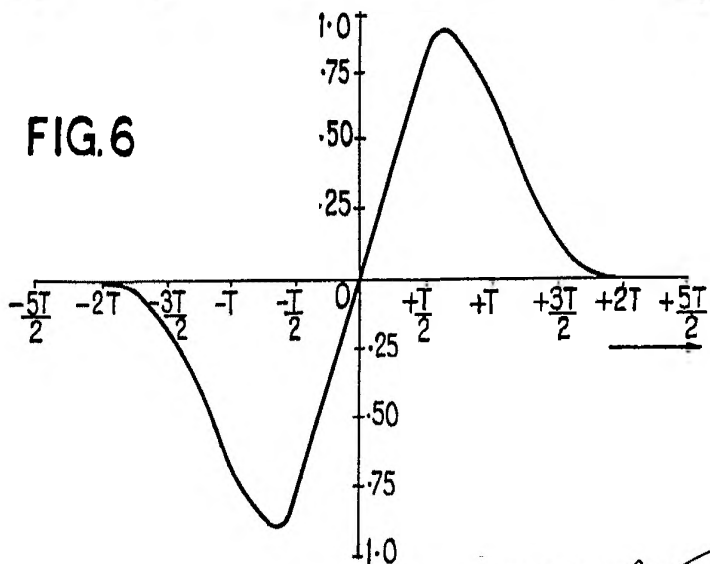
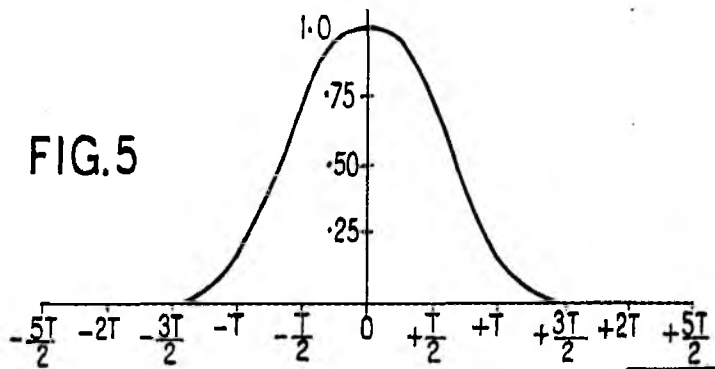
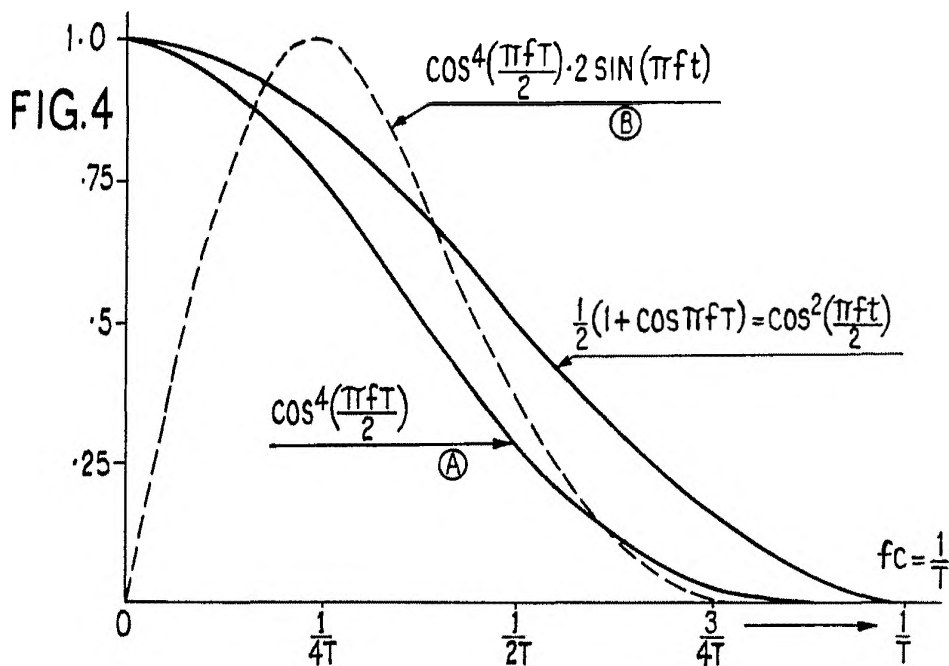
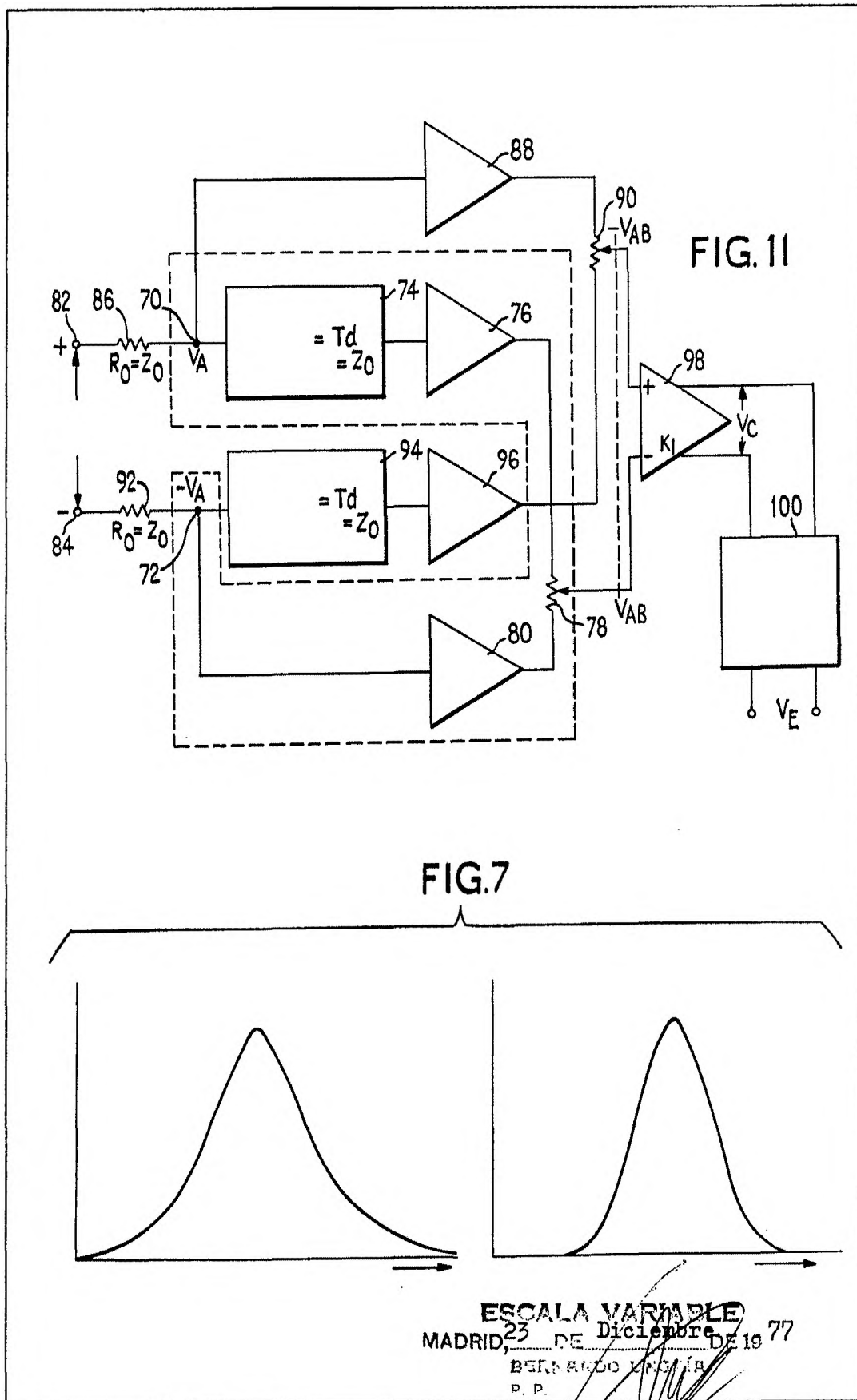


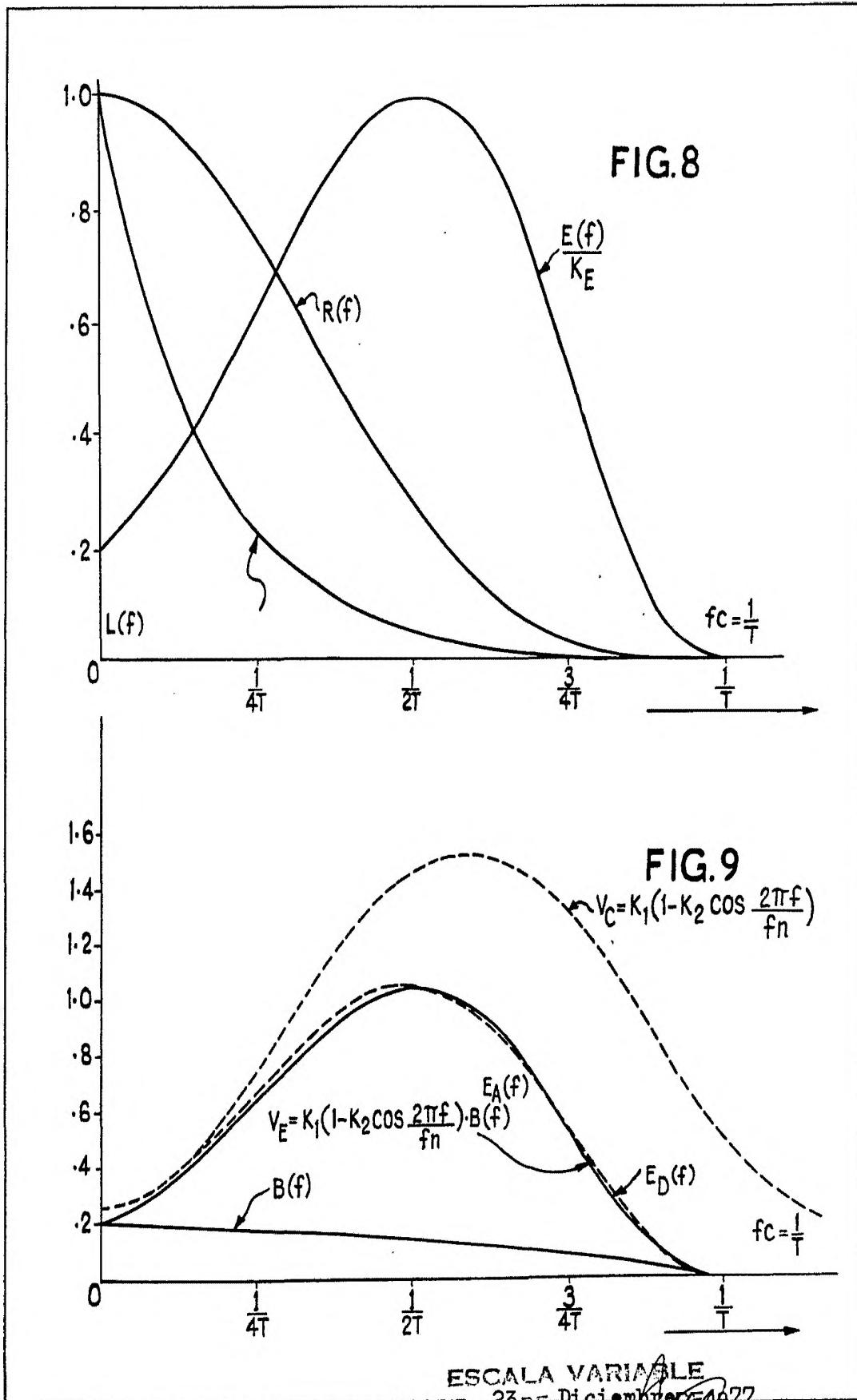
FIG. 3

ESCALA VARIABLE
 MADRID, 23 DE Diciembre DE 19 77
 BERNARDO UNGER
 P. P.



ESCALA VARIABLE
MADRID, 25 DE Diciembre DE 1977





ESCALA VARIABLE
 MADRID, 23 DE Diciembre 1977
 BERNARDO UNO...
 P. P.

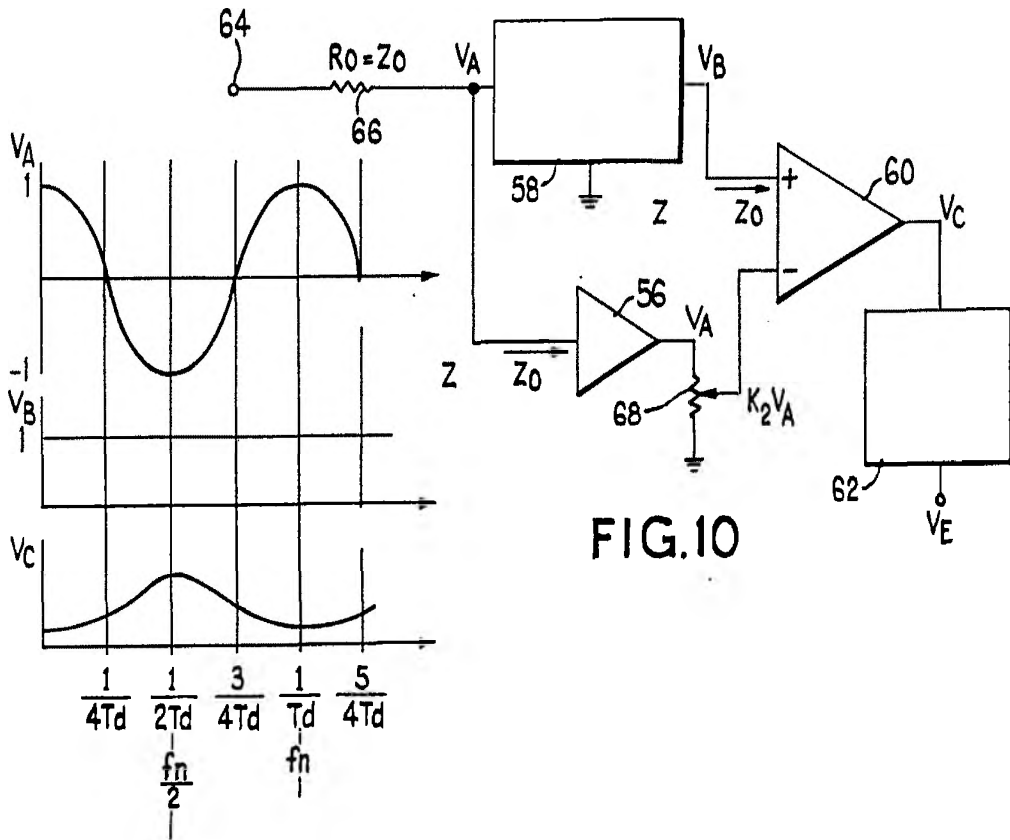


FIG. 10

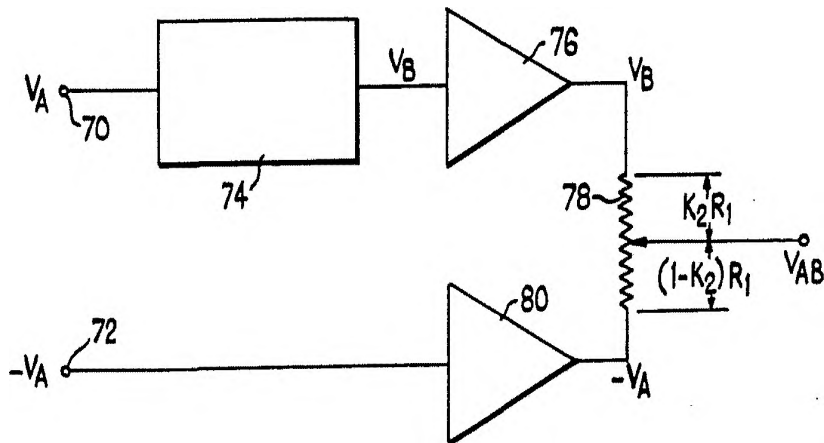


FIG. 12

ESCALA VARIABLE
 MADRID, 23 DE Diciembre DE 1977
 BERNARDO UNGRÍA
 P. P.

FIG. 13

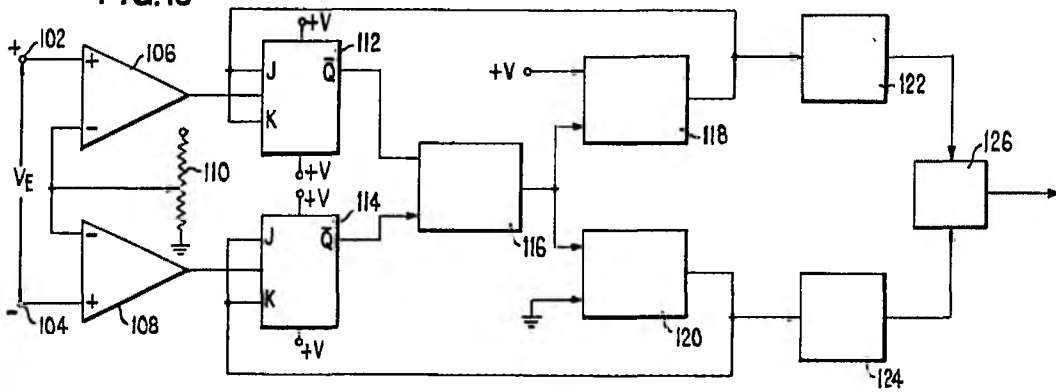
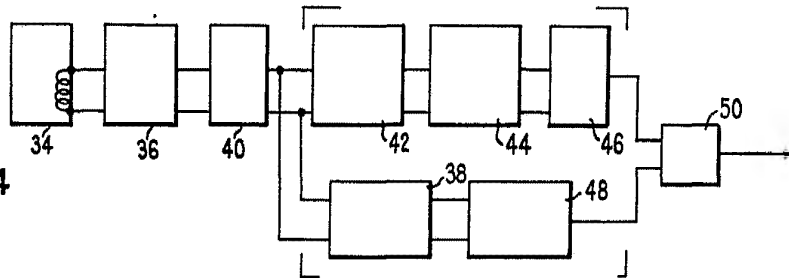


FIG. 14



ESCALA VARIABLE
 MADRID, 23 DE Diciembre DE 19 77
 BERTRAND L. ...
 P. P.