

F.C. 3-II-75  
409091

18 E

P.- 52.686

PHN 6000 C

Spain

VD/EV



Int. Cl.: H03 R// H04L, R

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

A nombre de N. V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad holandesa

establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UN SISTEMA PARA LA ECUALIZACION AUTOMATICA DE LA  
CARACTERISTICA DE TRANSMISION, EN LA TRANSMISION  
DE SEÑALES DE INFORMACION"

(Clase internacional G08c)

27.12.72

- 1 -

POOR  
QUALITY

18 EN



409091

El invento se refiere a un sistema para la ecualización automática de la característica de transmisión constituida por la característica de amplitud en función de frecuencia y la característica de fase en función de frecuencia de una banda de transmisión asociada con una trayectoria de transmisión ocupada por la transmisión de señales de información. Tales sistemas para la ecualización automática se utilizan, por ejemplo, en la transmisión de señales de impulsos síncronos, de telegrafía, de televisión, de fototelegrafía y similares.

Debido al aumento de la velocidad de transmisión de las señales de impulsos síncronos, en los últimos tiempos se ha producido una demanda de instalaciones de ecualización de esta clase para la corrección de las deformaciones de impulsos provocadas por la característica de transmisión de la trayectoria de transmisión debidas particularmente en el caso del aumento de la velocidad de transmisión, a que las desviaciones del curso deseado de estas características de transmisión afectan en medida creciente los criterios de Nyquist y, por tanto, a la resolución de los elementos de señal. Particularmente, para una resolución óptima de los elementos de señal, la forma de las características de transmisión, de acuerdo con los criterios de Nyquist, ha de cumplir las condiciones de que en el extremo receptor se mantengan los valores de los elementos

27.12.72

409091

18 FNE



de señal en el centro de los intervalos de impulsos y/o de las distancias entre las transiciones de los elementos de señal. Dependiendo de la naturaleza y del carácter de la trayectoria de transmisión, es posible distinguir dos tipos de sistemas de ecualización automática, a saber los sistemas de ecualización automática del tipo de ajuste previo para trayectoria de transmisión con características de transmisión sustancialmente constantes durante la transmisión de señales, por ejemplo, conexiones fijas, en que el sistema de ecualización automático se ajusta por medio de una señal de ensayo transmitida previamente a la transmisión de señal, y los sistemas de ecualización automática del tipo de adaptación (adaptativos) o continuamente variables para las trayectorias de transmisión que tengan características de transmisión variables durante la transmisión de señales, por ejemplo, conexiones conmutadas o conexiones de radio en que el ajuste se corrige de manera continua durante la transmisión de señales. Si es necesario, pueden combinarse los dos tipos de sistemas de ecualización automática.

Ultimamente se han efectuado propuestas relativas a la estructura de tales sistemas de ecualización automáticos, cuyas propuestas se basan esencialmente en el mismo principio, al que también se ha llegado en la bibliografía reciente. Más particularmente, un sistema de ecuali-

27.12.72



zación automático de esta clase está provisto de un circuito de ecualización ajustable en el que la forma de la señal de salida, según se vé en un diagrama de tiempo, se compara con un criterio de ajuste en un circuito de ensayo para producir una tensión de control que se aplica a un dispositivo de control para el ajuste del circuito de ecualización ajustable, por ejemplo, la forma de un diseño visual de los impulsos ecualizados, los instantes de transición correctos de los elementos de señal en los impulsos ecualizados y similares, pueden utilizarse como criterios de ajuste. De acuerdo con la práctica común, el circuito de ecualización ajustable se caracteriza porque funciona en el tiempo y comprende un circuito de retardo provisto de una pluralidad de tomas conectadas a circuitos de atenuación ajustables que son controlados por el dispositivo de control. La señal de salida se obtiene desde el sistema de ecualización automático por combinación de las señales de salida procedentes de los circuitos de atenuación ajustables.

En este sistema de ecualización automático, se consigue el ajuste deseado de manera escalonada o repetida, particularmente después de la determinación de la desviación de la señal de salida del sistema de ecualización automático respecto del criterio de ajuste, ocurre un ajuste de dichos circuitos de atenuación ajustables

409091



gracias al dispositivo de control, después de los cual el proceso descrito se repite cada vez hasta que se satisface el criterio de ajuste impuesto. Estos sistemas de ecualización automáticos pueden utilizarse tanto en el extremo receptor como en el extremo transmisor y, en este último caso, que se conoce con el nombre de sistema de ecualización previa, se devuelve una señal de control para ajuste desde el extremo receptor a través de un circuito de retorno, al extremo transmisor.

10 En la práctica se consiguieron resultados satisfactorios con el sistema descrito, pero en circunstancias especiales se encontró que ocurrían dificultades. Por una parte, se requiere un período de ajuste o de captación relativamente grande en este sistema de ecualización conocido debido  
15 al proceso de ajuste reiterativo que da lugar, entre otras, a dificultades cuando se conectan las conexiones de impulsos, así como en el caso de señalar rápidas variaciones en las características de transmisión de la trayectoria de transmisión, como puede ocurrir en el caso de rápidos fenómenos de debilitamiento en radiocomunicación. Por otra parte, se  
20 encontró que el ajuste de la característica de ecualización deseado no se conseguía en el caso de trayectorias de transmisión de calidad muy pobre, con una deformación de impulsos muy fuerte, lo que quiere decir que el sistema de ecualización automático es inestable en el caso de deformaciones de  
25

27.12.72

409091



impulsos muy tensas.

Un objeto del presente invento es proporcionar una concepción distinta de un sistema de ecualización automático de la clase descrita en el preámbulo, en el que se dan cita simultáneamente las siguientes ventajas.

1. Un período de captación mínimo debido a que todos los datos están simultáneamente disponibles para la ecualización deseada.

2. Un funcionamiento estable en todas las circunstancias, incluso en trayectorias de transmisión de muy mala calidad.

3. Capacidad de adaptación a las propiedades de la trayectoria de transmisión, de modo que puede realizarse una considerable simplificación de la estructura.

4. Posibilidad de empleo universal de sistemas de ecualización automáticos de distintos tipos, por ejemplo, sistemas de ecualización del tipo de adaptación y de ajuste previo, pero también sistemas de ecualización automáticos del tipo de ecualización previa.

5. Flexibilidad para funcionar en distintos tipos de señales, por ejemplo, señales de impulsos síncronos, telegrafía, fototelegrafía, televisión y similares.

6. Es adecuado para construcción con técnicas digitales y para integración en un cuerpo semi-conductor.

El sistema de ecualización automático de acuerdo

27.12.72

409091

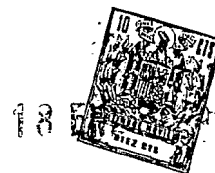
19



do con el invento se caracteriza por la combinación de las siguientes medidas:

- 5 a. Un analizador de frecuencia para dividir la banda de transmisión en varias bandas secundarias de frecuencia, que comprende un circuito de retardo y una pluralidad de canales de salida dispuestos en paralelo, cada uno de los cuales incorpora un filtro de paso de banda secundaria, cuyos filtros de paso de banda secundaria están constituidos por la conexión de cada uno de los canales de salida a través de una pluralidad de circuitos de compensación a puntos que tienen un diferente retardo de tiempo del circuito de retardo, mientras que las bandas secundarias de frecuencia, divididas en frecuencia, se derivan desde los canales de salida dispuestos en paralelo;
- 10 b. los filtros de paso de banda secundaria en los canales de salida del analizador de frecuencia para los componentes de frecuencia de la señal de información constituyen, conjuntamente, una región de paso ininterrumpida sin áreas de rechazo;
- 15 c. distintos canales de salida del analizador de frecuencia incorporan un circuito de control de fase y de amplitud que es controlado por una tensión de control;
- 20 d. un generador de tensión de control para generar las tensiones de control para regular los circuitos de control de amplitud y de fase incorporados en los canales de salida del
- 25 analizador de frecuencias cuyo generador de tensión de control

27.12.72



- comprende una pluralidad de comparadores alimentados por al menos una componente de espectro de una señal de ajuste recibida que es dividida en sus componentes de frecuencia en el analizador de frecuencia, y una fuente de referencia local para la referencia de fase y amplitud de la señal de ajuste dividida en sus distintas componentes de frecuencia, derivándose la tensión de control para ajuste de los distintos circuitos de control de fase y de amplitud desde la salida de los comparadores;
- 5
- 10 e. un circuito de salida del sistema constituido por un dispositivo combinado conectado a los circuitos de control de fase y amplitud de los canales de salida del analizador de frecuencia.

El invento y sus ventajas se describirán a continuación con detalle haciendo referencia a las figuras

15

la fig. 1 representa un transmisor para señales de impulsos síncronos binarios y la fig. 2 representa el receptor asociado provisto de un sistema de ecualización automático de acuerdo con el invento,

20 la fig. 2a representa con mayor detalle un componente utilizado en el receptor de acuerdo con la fig. 2;

las figs. 3, 5, 7 y 8 ilustran algunos diagramas de frecuencia para explicar el transmisor y el receptor representados en las figs. 1 y 2, mientras que las figs. 4 y 6

25 ilustran algunos diagramas de tiempo para este fin;

409091



Las figs. 9, 10, 11 ilustran realizaciones más detalladas del sistema de acuerdo con el invento, que tienen una estructura simplificada;

5 la fig. 12 representa otra simplificación considerable de la estructura de un sistema de acuerdo con el invento, al tiempo que se muestran algunos diagramas de frecuencia con fines de explicación en la fig. 13;

10 la fig. 14 representa una mejora importante del sistema ilustrado en la fig. 12 y, para este fin, la fig. 15 muestra algunos diagramas de frecuencia;

15 las figs. 16, 17, 18 y 20 ilustran otras realizaciones de un sistema de acuerdo con el invento, en el que se realizan simplificaciones adicionales en su estructura utilizando las propiedades de la trayectoria de transmisión y la fig. 16a representa un componente utilizado en la fig. 16, mientras que

la fig. 19 muestra algunos diagramas de frecuencia para explicar el sistema ilustrado en las figs. 17, 18 y 20.

20 la fig. 21 muestra un sistema de acuerdo con el invento que es particularmente adecuado para integración en un cuerpo semiconductor, debido a su construcción por técnicas digitales;

25 las figs. 22 y 23 ilustran sistemas de acuerdo con el invento teniendo en cuenta la señal transmitida como

409091

18



tal y la fig. 23a representa una modificación de un componente utilizado en la fig. 23, mientras que

la fig. 24 muestra algunos diagramas para explicar el funcionamiento del sistema de la fig. 23;

5 las figs. 25 y 26 representan sistemas de acuerdo con el invento, adecuados para ecualización de adaptación, mientras que la fig. 27 ilustra algunos diagramas para explicar los sistemas de las figs. 25 y 26;

10 las figs. 28, 29 y 31, 32 representan realizaciones detalladas de componentes de los sistemas de acuerdo con las figs 25 y 26, mientras que las figs. 30 y 33 muestran los diagramas de frecuencia asociados.

15 las figs. 34 y 35 muestran realizaciones muy ventajosas de un sistema de acuerdo con el invento, destinado a la ecualización de adaptación, mostrando la fig. 36 un elemento del sistema representado en la fig. 35 con mayor detalle y mostrando la fig. 37 algunos diagramas con fines explicativos.

20 Las figs. 1 y 2 muestran un transmisor y un receptor, respectivamente, de un sistema de transmisión de acuerdo con el invento para la transmisión de señales de impulsos binarios en un canal de transmisión de, por ejemplo, 300-3400 Hz, estando provisto el receptor de un sistema para la ecualización automática de la característica de transmisión de la trayectoria de transmisión constituida por la

25

27.12.72

409091

18 E



característica amplitud en función de frecuencia y la característica fase en función de frecuencia.

En el extremo transmisor, las señales de impulsos binarias síncronas son derivadas desde una fuente de impulsos 1 a una velocidad de transmisión de, por ejemplo, 3,2kbit/segundos y aplicadas a través de un filtro 2 de pasabajos que tiene una frecuencia de desconexión de 1,5 kHz, hasta un modulador de portadora 3 con un filtro de salida 4 asociado para la transmisión de señales de impulsos a lo largo de una línea 5 por medio de modulación de banda lateral única que tiene una segunda banda lateral parcialmente suprimida. Una oscilación de portadora de, por ejemplo, 2,6 kHz es aplicada al modulador 3 de portadora a través de un conductor de portadora 6. Los instantes de ocurrencia de las señales de impulsos procedentes de la fuente 1 de impulsos coinciden con una serie de impulsos de reloj equidistantes de, por ejemplo, 3,2 kHz, que controlan la fuente de impulsos 1 a través del conductor 7.

Tanto la oscilación de portadora como los impulsos de reloj son derivados desde un generador de frecuencia central 8 desde el que se derivan dos oscilaciones piloto de 0,6 y 3 kHz a través de conductores 9, 10 de frecuencia piloto. Estas oscilaciones piloto se combinan con las señales de salida procedentes del modulador de portadora 3 en un dispositivo combinador 11 y son transmitidas así para

27.12.72

409091



la recuperación local de la portadora y de la frecuencia de reloj en el extremo receptor. Un distribuidor de tiempo 12 está previsto en la salida del generador 8 de frecuencia central. Al conectar el transmisor, este distribuidor de tiempo es activado para conectar sucesivamente los conductores de frecuencia piloto 9, 10, el conductor de portadora 6 y el conductor 7 de frecuencia de reloj al generador 8 de frecuencia central antes de operar un interruptor 13 que conecta la fuente de impulsos 1 al modulador 3 de portadora de modo que los elementos cooperantes en el extremo receptor para la recepción de las señales de impulsos tendrán tiempo suficiente para ajustarse de manera correcta.

La fig. 3 representa un diagrama de frecuencia de las señales transmitidas por el transmisor de la fig. 1, cuyas señales se forman por señales de impulsos moduladas en la banda desde 0,7 a 2,9 kHz en una portadora de 2,6 kHz, así como las dos frecuencias piloto de 0,5 y 3 kHz. Estas dos frecuencias piloto se indican en la figura mediante las flechas  $f_1$  y  $f_2$ .

La fig. 2 ilustra el receptor que coopera con el transmisor. Este receptor comprende un filtro de entrada 14, un desmodulador 15 de portadora controlado por una portadora local y un filtro de salida 16 asociado, en forma de filtro de pasabajos, aplicándose las señales de impulsos desmoduladas a través de un muestreador 18 a un dispositivo de uti-

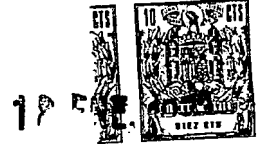
409091



lización 17 para nuevo tratamiento. El muestreador 18 está controlado por impulsos de reloj generados localmente. Con el fin de generar la portadora local y los impulsos de reloj locales, el receptor incluye un generador 19 de frecuencia central que es controlado por las dos señales piloto. El generador 19 de frecuencia central está incorporado en , por ejemplo, la forma representada en la fig. 2a. Particularmente después de la selección de las dos frecuencias piloto recibidas de 0,6 y 3 kHz en filtros piloto 20 y 20', se produce la frecuencia diferencia de 2,4 kHz a partir de estas frecuencias piloto mezclándolas en una etapa de mezclador 21 con el filtro de salida 22. La frecuencia de reloj de 3,2 kHz se obtiene por división de frecuencia de la frecuencia de diferencia de 2,4 kHz por un factor de 3 en un divisor de frecuencia 23 y una multiplicación en frecuencia subsiguiente por un factor de 4 en un multiplicador de frecuencia 24. La frecuencia de portadora de 2,6 kHz se produce obteniendo la diferencia en una etapa mezcladora 25 con filtro de salida 26, de la frecuencia piloto seleccionada de 3 kHz y de una frecuencia de 0,4 kHz que se obtiene por división de frecuencia de la frecuencia de salida de 0,8 kHz desde el divisor de frecuencias 23 por un factor de 2 en un divisor de frecuencias 23'.

Al igual que el transmisor, el receptor está provisto de un distribuidor de tiempo 29 en la salida del ge-

409091



nerador de frecuencia central 19 que, al recibir las dos  
señales piloto, por ejemplo, en el caso de ocurrencia de  
la frecuencia diferencia de 2,4 kHz es puesto en funcio-  
namiento mientras que al recibir las señales de impulsos  
5 moduladas procedentes del transmisor, la portadora local  
y los impulsos de reloj locales se aplican consecutivamen-  
te a través del conductor de portadora 30 y del conductor  
31 de frecuencia de reloj al desmodulador 15 y al muestrea-  
dor 18. En este caso, el conductor de portadora 30 está  
10 provisto, en forma conocida, de un circuito 28 de control  
de fase para corregir la fase de la portadora generada lo-  
calmente de acuerdo con la fase de la portadora que es  
transmitida al comienzo de la transmisión y que se aplica  
durante un corto período de tiempo a través del interruptor  
15 27 al circuito 28 de control de fase, cuya fase es manteni-  
da después de que se abre el interruptor 27. La portadora  
local y los impulsos de reloj están por tanto presentes ya  
en el desmodulador de portadora 15 y en el muestreador 18  
antes de la recepción de las señales de impulso moduladas.  
20 Con el fin de obtener una resolución óptima  
de los impulsos binarios consistentes en impulsos "1" y "0"  
en el muestreador 18, la característica de transmisión cons-  
tituida por la característica amplitud en función de frecuen-  
cia y la característica fase en función de frecuencia de la  
25 trayectoria de transmisión ha de satisfacer la condición de

409091

18 EN



5 acuerdo con Nyquist de que para las señales de impulsos recibidas en el muestreador 18 se mantengan los valores de señal en el centro de los intervalos de impulsos y/o las distancias entre las transiciones de los valores de amplitud.

La fig. 4 representa algunos diagramas de tiempo para explicar los fenómenos que ocurren en el sistema de transmisión de impulsos descrito hasta el momento.

10 La fig. 4a muestra un único impulso "1" transmitido por la fuente de impulsos 1 en el transmisor de la fig. 1, cuyo centro del intervalo de impulso viene indicado por el instante 0 y cuyos centros de los intervalos de impulso precedente y siguiente al "1" son indicados por los instantes  $\pm T$ ,  $\pm 2T$ ,  $\pm 3T$ . Los centros de los intervalos de impulso en el extremo receptor corresponden a los  
15 instantes de muestreo en el muestreador 18.

Cuando el impulso "1" mostrado en la fig. 4a, emitido desde la fuente de impulsos 1 es transmitido en el extremo transmisor a través de la trayectoria de transmisión constituida por el filtro 2 de pasabajos, el modulador  
20 de portadora 3, el filtro de salida 4, el dispositivo de combinación 11, el conductor 5, el filtro de entrada 14, el desmodulador de portadora 15, el filtro 16 de pasabajos hasta el muestreador 18, el impulso "1" transmitido ocurrirá deformado en la salida del filtro 16 de pasabajos debido a las  
25

409091



desviaciones respecto de las condiciones de Nyquist de la característica de transmisión dada por la trayectoria de transmisión, lo que tiene como resultado la reducción de la resolución del impulso en el muestreador 18. Cuando, por ejemplo, el impulso deformado tiene el curso representado en la fig. 4b en la salida del filtro 16 de pasabajos, los fenómenos transitorios ocurrentes afectarán adversamente a la reducción de impulsos en el muestreador 18 debido a que estos fenómenos transitorios tienen un valor considerable en los instantes de muestreo  $\pm T$ ,  $\pm 2T$ ,  $\pm 3T$ .

Para mejorar la resolución de los impulsos está dispuesto un sistema de ecualización automático 32 del tipo de ajuste previo entre el filtro 16 de pasabajos y el muestreador 18 en el receptor representado en la fig. 2. Durante el período de tiempo precedente a la transmisión de los impulsos de información desde la fuente 1 de impulsos, se efectúa el ajuste del sistema 32 de ecualización automático por medio de un diseño de impulsos de ensayo como señal de ajuste. Para este fin, el transmisor de la fig. 1 está provisto de un generador 33 de diseño de impulsos de ensayo controlado a través del conductor de impulsos de reloj 7 por los impulsos de reloj, cuyo generador 33 está conectado para este propósito al modulador 3 de portadora con ayuda del conmutador 13 controlado por el distribuidor de tiempo 12 antes de la transmisión de los impulsos de datos

409091



a través del filtro 2 de pasabajos.

En el receptor, el ajuste del sistema 32 de ecualización automático se realiza durante este período de tiempo, cuyo ajuste, en sistemas conocidos de esta clase, se efectúa en general por comparación de la variación en el tiempo de la señal de ajuste y la forma de los diseños de impulsos de ensayo recibidos que ocurren en la salida del sistema 32 de ecualización automático con los criterios de ajuste, por ejemplo, los instantes de transición de los fenómenos transitorios, la magnitud de la abertura del ojo en los diseños ópticos y similares, reduciéndose las desviaciones del curso del tiempo de los diseños de impulsos de ensayo con relación a los criterios de ajuste pertinentes mediante un ajuste reiterativo o por escalones hasta que se satisfagan los criterios de ajuste. Después del ajuste del sistema 32 de ecualización automático haciendo uso de los diseños de impulsos de ensayo como señal de ajuste, cada nuevo ajuste del sistema de ecualización automático 32 es interrumpido por el distribuidor de tiempo 29 a través del conductor de control 34 y pueden transmitirse los impulsos de información procedentes de la fuente de impulsos 1.

En estos sistemas de ecualización 32 automáticos conocidos se tropieza con la existencia de tiempos de ajuste o de captación muy largos en el caso de caracterís

409091



5 ticas de fase en función de frecuencia y de amplitud en función de frecuencia de muy mala calidad de la trayectoria de transmisión. Incluso puede ocurrir en tal caso que no se consiga al final el ajuste de la ecualización deseada, lo que quiere decir que el sistema de ecualización automático se ha hecho inestable.

10 De acuerdo con el invento, se impiden las inestabilidades en todas las circunstancias al tiempo que se consigue una reducción considerable de los tiempos de captación mediante un nuevo concepto en la realización de un sistema de ecualización automático, consistente en que el sistema para la ecualización automática se caracteriza por la combinación de las siguientes particularidades:

15 a. un analizador de frecuencias 35 para dividir la banda de transmisión en una pluralidad de bandas secundarias de frecuencia que comprende un circuito de retardo 36 y una pluralidad de canales de salida 37 dispuestos en paralelo, incorporando cada canal de salida un filtro de paso de banda secundaria, cuyos filtros de paso de banda secundaria están constituidos conectando cada uno de los canales  
20 de salida a través de una pluralidad de circuitos de compensación 38, 39... 40 a puntos que tienen un distinto retardo de tiempo del circuito de retardo 36, mientras que las bandas secundarias de frecuencia divididas en frecuencia se derivan  
25 desde los canales de salida dispuestos en paralelo;

27.12.72

40909 1'



- 5 b. los filtros de paso de banda secundaria en los canales de salida 37 del analizador de frecuencias 35 para las componentes de frecuencia de la señal de información constituyen, conjuntamente, una región de paso ininterrumpida sin áreas de rechazo;
- c. un circuito 41, 42 de control de fase y de amplitud controlado por una tensión de control está incorporado en distintos canales de salida 37 del analizador de frecuencias;
- 10 d. un generador de tensión de control para generar las tensiones de control con el fin de controlar los circuitos 41, 42 de control de amplitud y de fase incorporados en los canales de salida 37 del analizador de frecuencias 35, cuyo generador de tensión de control comprende una pluralidad de comparadores 43 que son alimentados por al menos una componente del espectro de una señal de ajuste recibida, que es dividida en sus componentes de frecuencia en el analizador de frecuencias 35, y una fuente de referencia local 44 para las referencias de fase y de amplitud de la señal de ajuste dividida en sus componentes de frecuencia diferentes, mientras que las tensiones de control para ajuste de los distintos circuitos 41, 42 de control de fase y de amplitud son derivados desde las salidas de los comparadores 23; y
- 15
- 20
- 25 e. un circuito de salida del sistema cons-

409091



tituido por un dispositivo de combinación 45 conectado a los circuitos 41, 43 de control de fase y de amplitud en los canales de salida 37 del analizador de frecuencias,

5

Con fines de simplicidad, los elementos correspondientes en distintos canales de salida 37 del analizador de frecuencias 35 y los circuitos de control 41, 42 de fase y de amplitud asociados, así como los comparadores 43, se indican con los mismos números de referencia en las figuras debido a que estos componentes están contruidos en la misma forma.

10

15

20

25

En la realización representada el circuito de retardo 36 del analizador de frecuencias 35 está construido por un circuito de retardo analógico, por ejemplo, una línea de retardo compuesta de inductancias y capacitancias, un registro de desplazamiento de capacitancia y similares, provistos de elementos de retardo cada uno de los cuales tiene un retardo de tiempo  $\leq$  de no más de un período de reloj T. En este caso, los circuitos de compensación 38, 39, 40 en forma de circuito de atenuación están incorporados en una matriz 46, en la que los extremos de cada elemento de retardo están conectados a los circuitos de compensación 38, 39, 40 situados en una columna de la matriz 46, mientras que los filtros de paso de banda secundarios de los canales de salida 37 del ana-

27.12.72

- 20 -

409091

18 E



lizador de frecuencia 35 están constituidos conectando los  
circuitos de atenuación 38, 39, 40 incorporados en una fila  
de la matriz a un circuito de combinación 47, derivándose  
las bandas secundarias divididas en frecuencia desde los  
5 circuitos de combinación 47.

En el caso de proporcionar de manera adecuada los factores de transmisión de los circuitos de compensación 38, 39, 40 constituidos por los circuitos de atenuación, la división de las bandas de transmisión en los filtros sucesivos de paso de banda secundaria puede realizarse con el analizador de frecuencias 35 descrito de acuerdo con las características deseadas de amplitud en función de frecuencia y de fase en función de frecuencia de manera sorprendente sencilla y con una gran libertad mutua, como se  
10 explicará matemáticamente a continuación. Si el número de elementos de retardo del circuito de retardo es  $2M$  y si los circuitos de atenuación 38, 39, 40 de un filtro dado de paso de banda secundaria son hechos iguales por parejas a partir de los extremos del circuito de retardo 36, y si sus coeficientes de transferencia  $C_p$  satisfacen la ecuación:  
15  
20

$$C_{-p} = C_p \text{ con } p=1,2,\dots M \quad (1)$$

se obtiene una función de transferencia cuya característica  
25 amplitud en función de frecuencia tiene la forma  $\psi(\omega)$  :



18.12.72

$$\psi(\omega) = c_0 + \sum_{p=1}^M 2c_p \cos p\omega s \quad (2)$$

y cuya característica fase en función de frecuencia  $\phi(\omega)$  tiene una trayectoria lineal exacta de acuerdo con:

5

$$\phi(\omega) = -M\omega s \quad (3)$$

La característica amplitud en función de frecuencia constituye por tanto una serie de FOURIER desarrollada en términos de coseno, cuya periodicidad  $\Omega$  viene dada por:

10

$$\Omega = 2\pi/s \quad (4)$$

15

Si ha de cumplirse una característica dada amplitud en función de frecuencia  $\psi_0(\omega)$ , los coeficientes  $c_p$  de la serie de FOURIER pueden determinarse con ayuda de la relación:

$$c_p = (1/\Omega) \int_0^{\Omega} \psi_0(\omega) \cdot \cos p\omega s d\omega \quad (5)$$

20

La forma de la característica amplitud en función de frecuencia está totalmente determinada por tanto, pero el comportamiento periódico de la serie de Fourier da como resultado el que se repita la característica deseada de amplitud en función de frecuencia con una periodicidad  $\Omega = 2\pi/s$ , por lo que a valores suficientemente pequeños del retardo de tiempo  $s$  de los elementos de retardo, la distancia en

25

40909 1'



frecuencia entre la región de paso deseada y la región de paso adicional siguiente puede ser suficientemente grande para suprimir las regiones de paso adicionales por medio de un simple filtro de supresión sin influenciar de manera notable la característica de amplitud en función de frecuencia y la característica lineal fase en función de frecuencia en la región de paso deseada. Por ejemplo, en la realización representada el retardo de tiempo  $\tau$  se ha hecho igual a medio período de reloj  $T$ .

Una ampliación esencial de los usos se obtiene efectuando una inversión de fase de las señales dadas desde los elementos de retardo utilizando inversiones de fase de modo que se haga posible realizar coeficientes negativos  $C_p$  en la serie de Fourier. Además, una serie de Fourier desarrollada en términos del seno, puede realizarse en una característica lineal fase-frecuencia. Para este propósito, los circuitos de actuación 38, 39, 40, comenzando de nuevo desde los extremos del circuito de retardo 36, se han hecho iguales por parejas, pero el circuito de atenuación central tiene un coeficiente de transferencia  $C_0$  que es igual a cero y la señal invertida en fase se aplica a los circuitos de atenuación a continuación de este circuito de atenuación de modo que para  $M$  elementos de registro de desplazamiento, los coeficientes de transferencia satisfacen la ecuación:

$$C_{-p} = -C_p \text{ con } p=1,2, \dots, M \quad (6)$$



En consecuencia, para la función de transferencia se aplica que:

$$\psi(\omega) = \sum_{p=1}^M 2 C_p \operatorname{sen} p\omega s \quad (7)$$

$$\phi(\omega) = -M\omega s + \pi/2 \quad (8)$$

la característica lineal fase en función de frecuencia  $\phi(\omega)$  de acuerdo con (8) presenta un desplazamiento de fase  $\frac{\pi}{2}$  con relación a  $\psi(\omega)$  de acuerdo con (3). Los coeficientes  $C_p$  de la serie de Fourier pueden determinarse ahora con ayuda de la relación:

$$C_p = (1/\Omega) \int_0^{\Omega} \psi_0(\omega) \operatorname{sen} p\omega s \cdot d\omega \quad (9)$$

Además de las funciones de transferencia con características lineal fase en función de frecuencia, pueden cumplimentarse también funciones de transferencia con características no lineales de fase en función de frecuencia, para cuyo fin se escribe la función de transferencia pertinente en forma compleja. En este caso no se hace uso de las dos series de Fourier (2) (7), a saber de las series de cosenos (2) para la parte real y de las series del seno (7) para la parte imaginaria de la función de transferencia, estando constituido el coeficiente de transferencia de cada circuito de atenua-

409091



ción 38,39,40 por la suma algebraica del coeficiente de transferencia pertinente  $C_P$  de acuerdo con (5) y el coeficiente  $C_P$  de transferencia pertinente de acuerdo con (9).

5                    En la forma descrita, las bandas secundarias de división de frecuencia de la banda de transmisión se derivan desde los circuitos de combinación 47 proporcionando de manera adecuada los circuitos de atenuación 38, 39, 40 en la matriz 46, por ejemplo, las bandas secundarias de 0-100Hz, 100-300Hz, ... 1.700-1.900Hz, que se aplican para el nuevo tratamiento de circuito de combinación 45 después de un control de fase y amplitud en los circuitos de control de fase y amplitud, cada uno de los cuales está provisto de una etapa de control de fase 41 y de una  
10 etapa de control de amplitud 42.  
15

                  Para generar la tensión de control requerida para las etapas 41, 42 de control de fase y de amplitud en los comparadores 43, la fase y la amplitud de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste dividida en el  
20 analizador de frecuencia 35 se comparan con las referencias de fase y de amplitud originadas por la fuente de referencia 44 que comprende un generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local correspondiente al generador 33 de diseño de impulsos de ensayo en el extremo transmisor, un filtro  
25 de selección 49 para la selección de las distintas componen-

27.12.72

409091



tes de frecuencia del diseño de impulsos de ensayo local  
y un filtro 50 de pasabajos incorporado entre el genera-  
dor 48 de diseños de impulsos de ensayo local y el filtro  
de selección 49 y que tiene una característica de Nyquist,  
5 es decir, un filtro de pasabajos 50 cuya pendiente de ate-  
nuación presenta una simetría radial con relación al pun-  
to de atenuación de 6dB a la frecuencia de Nyquist de la mitad  
de la frecuencia de reloj. En este caso, el generador 48  
de diseño de impulsos de ensayo local está sincronizado a  
10 través del conductor 31 por la frecuencia de reloj genera-  
da en el generador 19 de frecuencia central, por ejemplo,  
el generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local pro-  
porciona un impulso "1" después de 16 períodos, de reloj  
de modo que las componentes de frecuencia del diseño de im-  
15 pulsos de ensayo son 0,200, 400, ..., Hz, respectivamente.  
Las tensiones de control para las etapas 41 de control de  
fase ocurren en las salidas 51 de los comparadores secun-  
darios de fase y amplitud 52 de los comparadores 43 y las  
tensiones de control para las etapas de control de ampli-  
20 tud 42 ocurren en las salidas 53, cuyas tensiones de con-  
trol se aplican a un circuito de almacenamiento en forma  
de un condensador de almacenamiento 54, 55 a través de un  
interruptor electrónico 56, 57 que es abierto por una se-  
ñal de conmutación procedente del distribuidor de tiempo  
25 29 después del período de ajuste que precede a la trans-

27.12.72

409091

18



misión de los impulsos de información.

Durante la transmisión de los impulsos de información, las tensiones de control en los condensadores de almacenamiento 54, 55 se mantienen y, por tanto, las etapas 41, 42 de control de fase y de control de amplitud permanecen ajustadas a los valores correctos. Cuando ha tenido lugar la transmisión de mensaje, se desconecta el transmisor y debido a la caída de frecuencias piloto, se desconecta el receptor, haciendo inoperante a los distintos circuitos el distribuidor de tiempo 29. Cuando el transmisor es conectado de nuevo, va seguido, en el receptor, por la conexión de los distintos circuitos mediante el distribuidor de tiempo 29 y el ajuste del sistema de ecualización automático para la transmisión de los impulsos de información en la forma ya descrita.

En el sistema descrito, el analizador de frecuencias 35 con regiones de paso 0-100 Hz, 100-300Hz, ... 1.700-1.900 Hz se utiliza para dividir la frecuencia de la señal de ajuste y los impulsos de información que tienen espectros de frecuencia mutuamente diferentes. Particularmente, el espectro de frecuencia de la señal de ajuste es un espectro lineal y el de los impulsos de in-

25

27.12.72

- 27 -

'409091'

18 ENE 1952



formación es un espectro continuo. Para los fines de ilustración, las figs. 5b y 5c representan la variación de amplitud de los impulsos de información y los espectros de frecuencia, respectivamente, de la señal de ajuste recibida con componentes de frecuencia 0,200, 400, ... Hz; cuando pasa a través de una trayectoria de transmisión que tiene la característica de transmisión representada en la fig. 5a, mientras que la curva A representa la característica amplitud-frecuencia y la curva B representa la característica fase-frecuencia; las líneas interrumpidas A' y B' en la figura ilustran la característica ideal amplitud-frecuencia y la característica ideal fase-frecuencia. Así, las componentes divididas en frecuencia 0 Hz, 200 Hz, 400 Hz... de la señal de ajuste o las bandas secundarias 0-100 Hz, 100-300 Hz, ... 1.700-1.900 Hz del espectro continuo de los impulsos de información, ocurren en las salidas de los filtros de paso de banda secundaria del analizador de frecuencia 35, formándose las salidas en los circuitos 47 de combinación.

... Durante el período de ajuste del sistema 32 de ecualización automático, el generador de diseño de impulsos de ensayo local 48 sincronizado por los impulsos de reloj en la fuente de señales de referencia 44 está conectado, a través del filtro 50 de pasabajos que tiene una característica de Nyquist, al filtro de selección 49 para acelerar las componentes de frecuencia de 0,200, 400, ... Hz que cons-

27.12.72

409091

18



tituyen las referencias de fase-amplitud de los comparadores 43 para las componentes de la misma frecuencia de la señal de ajuste recibida que tiene una deformación de fase y amplitud dada por la característica amplitud-frecuencia de la trayectoria de transmisión. En la estructura de la fuente 44 de señales de referencia se ha asegurado que las componentes de frecuencia derivadas desde las salidas del filtro de selección 49 ocurren sin deformación de fase y con una variación de amplitud dada por la característica de Nyquist del filtro 50 de pasabajos. Esto puede realizarse ventajosamente formando el filtro 50 de pasabajos junto con el filtro de selección 49 como un analizador de frecuencias del tipo indicado en 35. Con fines de ilustración, el diagrama de frecuencia de la fig. 5d representa el curso en amplitud de las señales de referencia generadas localmente de 0,200, 400, ... Hz, por lo que en la realización dada, la frecuencia de Nyquist es, por ejemplo, 1.600 Hz y la anchura del flanco de Nyquist es  $b=600$  Hz.

Simultáneamente, en los comparadores 43 para todas las componentes de frecuencia de la señal de ajuste recibida son generadas las tensiones de control de fase y amplitud para las etapas 41 de control de fase y para las etapas 42 de control de amplitud, por medio de la comparación en fase y amplitud con las componentes de igual fre-

27.12.72

409091



cuencia de la señal de ajuste generada localmente, y también la corrección en fase y amplitud de todas las componentes de la señal de ajuste recibida ocurren por lo tanto simultáneamente, mientras que combinando las componentes corregidas en fase y en amplitud en el dispositivo de combinación 45, se obtiene la señal de salida procedente del sistema de ecualización. Más particularmente, las tensiones de control de fase y de amplitud cuyas polaridades y valores vienen dados por la diferencia mutua de fase y amplitud que ocurre entre estas componentes, son generadas en los comparadores 43 por medio de la comparación en fase y amplitud de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste recibida y de las componentes correspondientes de la señal de ajuste generada localmente y estas tensiones de control de fase y amplitud en las etapas 41 y 42 de control de fase y de control de amplitud llevan a la fase y a la amplitud de las componentes de la señal de ajuste recibida a conformidad con la fase y la amplitud de las componentes que sirven como referencia de la señal de ajuste localmente generada en la salida de la fuente 44 de señales de referencia.

Como la deformación en fase de las distintas componentes de frecuencia de la señal de ajuste recibida es eliminada por las etapas de control de fase 41, y además, la variación de amplitud de las etapas 42 de control de amplitud

27.12.72

40909 1'



es puesta en conformidad con la característica de Nyquist, se obtiene una ecualización exacta de la trayectoria de transmisión para la señal de ajuste después de la combinación de estas componentes de frecuencia ecualizadas en fase y amplitud en el dispositivo de combinación 45. Por ejemplo, la fig. 6a representa un diagrama de tiempo de la señal de ajuste recibida que está constituida por un impulso "1" en 16 períodos de reloj y la fig. 6b representa la señal de ajuste ecualizada producida en el dispositivo de combinación 45, presentando la última señal una óptima resolución de impulsos debido a que en los instantes de muestreo  $\pm T$ ,  $\pm 2T$ ,  $\pm 3T$ , los fenómenos transitorios se han reducido hasta 0 sustancialmente. Al contrario que los sistemas de ecualización conocidos, el ajuste en este caso no se efectúa de una forma reiterativa sino de forma directa, de modo que no se producen las dificultades que ocurren en el caso de un ajuste reiterativo. Particularmente, el sistema descrito se distingue por un período de captación considerablemente más corto así como por la ausencia de inestabilidades incluso en trayectorias de transmisión de muy pobre calidad.

En la característica de ecualización del sistema de ecualización descrito se obtiene una exacta ecualización en lo que respecta a la fase y a la amplitud para las componentes de frecuencia del espectro lineal de la señal de ajuste, aunque para el espectro continuo de los impulsos de informa-

27.12.72



409091

ción la ecualización ha de ampliarse a toda la banda de transmisión desde 0 a 1.900 Hz. Además de la selección de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste, los filtros de paso de banda secundaria de los distintos canales de salida del analizador de frecuencia para la ecualización de los impulsos de información han de satisfacer la condición de que estos filtros de paso de banda secundaria para las componentes de frecuencia de los impulsos de información constituyan conjuntamente una región de paso continua, ininterrumpida, sin áreas de rechazo. Por ejemplo, la característica de ecualización de fase de la Fig. 7a y la característica de ecualización de amplitud de la fig. 7b muestran los círculos que representan los puntos de ajuste en las componentes de frecuencia de OHZ, 200Hz, 400Hz, ... 1.800Hz de la señal de ajuste y en ese caso, la ecualización para el espectro continuo de los impulsos de información ha de ampliarse a todas las bandas secundarias de todos los filtros de paso de banda secundaria. Con fines de comparación, las curvas C y D de trazo interrumpido en estas figuras muestran las características de ecualización ideales de fase y de amplitud que están asociadas con una trayectoria de transmisión que tiene las características de transmisión de amplitud y fase como se representan en las figs. 5a con A y B.

25. Estas necesidades para la ecualización del

27.12.72

409091

18



espectro continuo de los impulsos de información son satis-  
fechas de manera elegante en el sistema de acuerdo con el  
invento por la selección del analizador de frecuencia 35 uti-  
lizado en forma de circuito de retardo 36 con circuitos de  
5 compensación 38, 39, 40 conectados a él. De hecho, en este  
tipo de analizador de frecuencia 35, la forma de la carac-  
terística amplitud-frecuencia y de la característica fase-  
frecuencia pueden ajustarse de manera arbitraria con inde-  
pendencia entre sí para los distintos filtros de paso de ban-  
10 da secundaria, por ejemplo, una característica de fase li-  
neal a una característica de amplitud deseada, lo que con-  
trasta con el analizador de frecuencias conocido, en el que  
ocurren desplazamientos de fase muy grandes, especialmente  
en los bordes de las bandas secundarias relativamente estre-  
15 chas. Por otra parte, los filtros de paso de banda secunda-  
ria que deben tener regiones de paso de banda secundaria  
adicionales en toda la banda de transmisión para realizar  
una región de paso continua no provocan ninguna realimenta-  
ción dependiente de la frecuencia.

20 Utilizando el sistema de ecualización automá-  
tico de acuerdo con el invento se obtuvieron las caracterís-  
ticas de ecualización de fase y de ecualización de amplitud  
como se representan con las líneas de trazo continuo E y F  
en la fig. 7a y 7b. Así, se obtuvo una exacta ecualización  
25 en relación con la fase y con la amplitud en toda la banda

27.12.72

40909 1'



de transmisión desde 0 a 1.900 Hz, lo que hace que este sistema de ecualización sea igualmente adecuado para la ecualización de otras señales, por ejemplo señales de facsímil y señales de estéreo.

5 El sistema de ecualización automático de acuerdo con el invento no solamente se distingue por un corto período de captación, ausencia de inestabilidades, una ecualización exacta y su flexibilidad de uso, sino también porque tiene lugar el efecto sorprendente de que puede efectuarse la realización práctica en una forma notablemente sencilla.

10 Cuando se considera en primer lugar la realización del analizador de frecuencia 35, y cuando se requirieren principalmente los filtros de paso de banda secundaria para suprimir totalmente las componentes de frecuencia tanto de la  
15 señal de ajuste como de los impulsos de información situadas al exterior de las bandas secundarias en el caso de una característica de paso continua de todos los filtros de paso de banda secundaria conjuntamente, ha de darse a las características de paso de todos los filtros de paso de banda secundaria una  
20 forma rectangular. Por ejemplo, las características de paso para las bandas secundarias de desde 0 a 100 Hz, 100 a 300 Hz ... y 1.700 a 1.900 Hz, según se ve en un diagrama de frecuencia, exhiben la forma representada en la fig. 8a por G y la característica de paso total de todos los filtros de paso de  
25 banda secundaria tiene la forma representada por H, mientras

27.12.72



409091

las flechas representan componentes de frecuencia de la se-  
ñal de ajuste. En esta realización, se requiere un número  
muy grande de elementos para el analizador de frecuencia 35,  
por ejemplo, en la realización dada se utilizan 200 elementos  
5 de retardo, y 200 circuitos de compensación por cada banda  
secundaria, correspondientes a 1.800 circuitos de compensa-  
ción del circuito matriz 46.

La solicitante ha encontrado, partiendo de  
nuevas investigaciones, que para la realización de las ca-  
10 racterísticas de ecualización de calidad eminente, los re-  
quisitos a imponer en los filtros de paso de banda secunda-  
ria del analizador de frecuencia 35 pueden simplificarse en  
medida considerable, especialmente no es necesario que las  
componentes de frecuencia de los impulsos de información si-  
15 tuadas al exterior de las bandas secundarias de los filtros  
de paso de banda secundaria sean suprimidas totalmente, lo  
cuan en el analizador de frecuencias 35 conduce a filtros de  
paso de banda secundaria de la clase que tiene característi-  
cas de paso solapadas que exigen un número de elementos con-  
20 siderablemente menor. Un cálculo matemático prueba que se  
obtiene una economía máxima utilizando filtros de paso de  
banda secundaria de la clase  $\text{sen } (\omega - \omega_m) / (\omega + \omega_m)$ , y  
particularmente, para filtros de paso de banda secundaria  
de esta clase, el número de elementos de retardo se reduce  
25 a 32 y el número de circuitos de compensación en la matriz

29.12.72

409091



46 se reduce a 288.

En la fórmula antes mencionada de los filtros de paso de banda secundaria de la clase sen  $(\omega - \omega_m) / (\omega + \omega_m)$ ,  $\omega_m$  representa la componente de frecuencia de la señal de ajuste, por ejemplo, cuando en la realización dada el período de los impulsos de ajuste periódicos crece hasta la repetición N del período de reloj T correspondiente a una frecuencia angular  $\omega = 2\pi / NT$ , entonces la frecuencia angular de una componente arbitraria del espectro de la señal de ajuste, por ejemplo la armónica  $m^{\text{th}}$ ,  $\omega_m$ , viene dada por  $\omega_m = 2\pi m / NT$  y los factores de compensación de los circuitos de compensación están proporcionados de acuerdo con la fórmula:

15 
$$C_{rq} = \cos \left[ 2\pi r (q-a) / KN \right] \quad (10)$$

en donde el índice r desde 0 a R-1 y el índice q desde 0 a KN-1, representan las filas y las columnas, respectivamente, de la matriz. En este caso  $a$  representa una constante que es proporcional al retardo entre la entrada del circuito de retardo 36 y la salida combinada de los filtros de paso de banda secundaria 38, 39, 40, 47; y K representa la proporción entre el período de reloj T y el retardo de tiempo  $\underline{s}$  de los elementos de retardo; en la práctica se toma para  $a$  el valor de aproximadamente KN/2.

409091



De igual modo que en la fig. 8a, la figura 8b representa para este tipo de analizador de frecuencias 35 las características de paso para las bandas secundarias desde 0 a 100 Hz, 100 a 300 Hz ... y desde 1500 a 1700 Hz, así como la característica de paso total de todas las bandas secundarias que, sin embargo, se indican en estas figuras por los caracteres K y L. De acuerdo con la fig. 3a, las características de paso en la fig. 8b sólo dejan pasar las componentes de frecuencia de la señal de ajuste de 0 Hz, 200 Hz y 400Hz ... en las bandas secundarias pertinentes de 0 a 100 Hz, 100 a 300 Hz, ... 1700-1900 Hz y las otras componentes son suprimidas, mientras que en contraste con la fig. 8a las componentes de frecuencia de los impulsos de información situados al exterior de la banda secundaria pertinente no son totalmente suprimidos.

Para la calidad de la característica de ecualización está supresión incompleta de las componentes de frecuencia de los impulsos de información situadas al exterior de la banda secundaria pertinente no tiene una influencia perturbadora; de hecho, la forma de la característica de paso solapada del filtro de paso de banda secundaria puede variarse dentro de amplios límites, puesto que se asegura que los filtros de paso de banda secundaria constituyen una región de paso continua, ininterrumpida, para las componentes de frecuencia de los impulsos de información.



La fig. 9 muestra un canal de salida más detallado y una etapa de control de fase y de amplitud asociada para un sistema de ecualización automático de acuerdo con el invento en un receptor, representado en la fig. 2, así como un comparador más detallado y una fuente de referencia. En la realización representada, la elaboración detallada de uno de los canales de salida es suficiente debido a que los otros canales de salida están formados exactamente en la misma manera.

Para realizar las etapas de control de fase que pueden utilizarse especialmente para aprovechar las ventajas de los filtros de paso de banda secundaria del tipo  $\frac{(\omega - \omega_m)}{(\omega + \omega_m)}$ , el canal de salida 37 del analizador de frecuencia 35 no solo está provisto del filtro de paso de banda secundaria representado en la fig. 2, sino también está provisto de un filtro de paso de banda secundaria adicional para selección de cada banda secundaria cuyos números de referencia están provistos de índices para distinguirlos. Ambos filtros de paso de banda secundaria para la selección de una y de la misma banda secundaria presentan las mismas características amplitud-frecuencia, pero presentan características fase-frecuencia desplazadas mutuamente  $\pi/2$  en fase, lo cual en el analizador de frecuencias dado, 35, de acuerdo con la explicación previa (véanse las fórmulas 2, 3, 5 y 7, 8, 9) se realiza en una forma particularmente sencilla mediante la

409091

16 DE



selección correcta de los factores de compensación 38, ...  
40 del primer filtro de paso de banda secundaria y 38'...  
40' del filtro de paso de banda secundaria adicional. Por  
ejemplo, los factores de compensación en el circuito de ma  
5 triz 46 del primer filtro de paso de banda secundaria mencionado de  
acuerdo con la fórmula (10) vienen dados por:

$$C_{rq} = \cos \left[ 2\pi r(q-a)/KN \right],$$

10 donde el índice r desde 0 a r-1, y el índice q desde 0 a  
KN-1 indican las filas y las columnas, respectivamente, de  
la matriz de los filtros primeramente mencionados y en ese  
caso los factores de compensación de los filtros de paso de  
banda secundaria adicionales vienen dados por:

15

$$C'_{rq} = \sin \left[ 2\pi r(q-a)/KN \right],$$

en cuya fórmula, exactamente de la misma manera el índice r  
desde 0 a R-1 y el índice q desde 0 a KN-1 indican las filas  
20 y las columnas, respectivamente, de la matriz de los filtros  
adicionales.

Para el control de fase, cada uno de los fil-  
tros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47',  
está conectado, en la etapa de control de fase 41, a amplifica  
25 dores de control proporcionales 58, 59 controlados por una

409091

18 ENE. 1972



tensión de control de fase, cuyos amplificadores, en forma conocida, tienen un factor de amplificación que es proporcional a la tensión de control de fase. Las tensiones de control para los amplificadores de control proporcionales 58, 59 se derivan desde filtros alisadores 60, 61 en el circuito de salida de dos detectores de fase 62, 63 incluidos en el comparador 43, cuyos detectores son alimentados por las señales de salida procedentes de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47'. Particularmente, para este fin los impulsos procedentes del generador 48 de diseños de impulsos locales se utilizan directamente como referencia de fase sin selección de la componente de frecuencia pertinente del espectro del impulso generado localmente, como es el caso de la realización de la fig. 2, mientras que los detectores de fase 62, 63 están constituidos por interruptores normalmente abiertos que se cierran siempre que un impulso procedente del generador 48 de diseños de impulsos locales ocurre, de preferencia, después de un estrechamiento del impulso hasta un impulso más estrecho.

Una señal de salida que está corregida de manera exacta en fase se obtiene en la salida de la etapa 41 de control de fase constituida por un dispositivo combinador 64 conectado a las salidas de los amplificadores de control proporcionales 58, 59, y esto se describirá en lo que sigue con mayor detalle.

40909 1



Si, de acuerdo con lo que antecede, se supone que el período del diseño de impulsos generado localmente es la repetición  $N$  de un período de reloj  $T$ , correspondiente a una frecuencia angular  $2\pi/NT$ , y si se supone además que los dos filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47', seleccionan la armónica  $m^{\text{th}}$  de la señal de ajuste que exhibe un error de fase  $\psi_m$ , las oscilaciones  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m)$  ocurren en las salidas de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' en donde  $a_m$  representa la amplitud de las oscilaciones seleccionadas.

Siempre que ocurre un impulso procedente del generador 48 de diseño de impulsos local en el instante  $t=0, NT, 2NT\dots$ , los interruptores 62, 63, formados como detectores de fase, son liberados, y se producen así tensiones de salida pulsatorias en las salidas que, después de ser alisadas en los filtros alisadores 60, 61, proporcionan las tensiones de control  $a_m \cos \psi_m$  y  $a_m \sin \psi_m$  para los amplificadores de control proporcional 58, 59 destinados a la amplificación de las oscilaciones  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m)$  seleccionadas en los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47'. La amplificación en los amplificadores de control proporcionales 58, 59 y la combinación en el dispositivo combinador 64 producen una señal de salida dada por la fórmula:

27.12.72



$a_m^2 \cos \varphi_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m) + a_m^2 \sin \varphi_m \sin(2\pi mt/NT + \varphi_m),$   
 que puede simplificarse para obtener  $a_m^2 \cos 2\pi mt/NT.$

Así, se produce una señal exactamente ecua-  
 5 lizada en fase en el dispositivo combinador, pero el valor  
 de amplitud  $a_m^2$  en la etapa 42 de control de amplitud sub-  
 siguiente ha de ponerse de acuerdo con el valor de ampli-  
 tud  $b_m$ , de acuerdo con el criterio de Nyquist que se aplica  
 a esta componente del espectro de la señal de ajuste. Para  
 10 este fin, la etapa 42 de control de amplitud está formada  
 como un dispositivo de control de amplitud inverso en forma  
 de un amplificador de control inverso 65 que, en forma coro-  
 cida, tiene un factor de amplificación que es contrario a la  
 tensión de control de amplitud a él aplicada. Particular-  
 15 mente, cuando se aplica una tensión de control de amplitud  
 de la magnitud  $a_m^2/b_m$  al amplificador 65 de control inverso,  
 el amplificador 65 de control inverso produce una señal de  
 salida exactamente corregida en amplitud:

20  $(b_m/a_m^2)a_m^2 \cos 2\pi mt/NT = b_m \cos 2\pi mt/NT,$

que se aplica al dispositivo combinador 45 para el nuevo tra-  
 tamiento en el receptor.

Para generar la tensión de control de ampli-  
 25 tud del valor  $a_m^2/b_m$  para el amplificador 65 de control in-

409091



verso, el dispositivo descrito comprende en un extremo dos etapas cuadráticas 66, 67 que están conectadas al extremo de entrada a través de amplificadores de separación 68, 69 a los filtros alisadores 60, 61 de los detectores de fase 5 62, 63 y en el extremo de salida a un dispositivo combinador 70, así como en el otro extremo a una fuente de referencia de amplitud en forma de fuente 71 de alimentación de tensión continua, cuyo circuito de salida tiene incorporados 10 atenuadores 72 para ajustar el factor de atenuación de un atenuador ajustable 63 incorporado en el dispositivo combinador 70 al valor  $b_m$  de acuerdo con el criterio de Nyquist para la componente de frecuencia pertinente  $\omega_m$ . Particularmente, elevando al cuadrado en las etapas cuadráticas 66, 15 67 las tensiones de salidas  $a_m \cos \varphi_m$  y  $a_m \sin \varphi_m$  de los filtros alisadores 60, 61 de los detectores de fase 62, 63 y combinándolas después en el dispositivo combinador 70, se produce una señal de salida que tiene la forma  $a_m^2 \cos^2 \varphi_m + a_m^2 \sin^2 \varphi_m = a_m^2$  que, después de atenuación en el atenuador ajustable 73 por el factor de atenuación  $b_m$ , proporciona la tensión de control deseada  $a_m^2 / b_m$  a través de un condensador de 20 almacenamiento 74 para el amplificador de control inverso 65.

En la forma descrita durante el período de ajuste del sistema de ecualización automático, se afecta el ajuste correcto de las etapas de control de fase 41 y de las etapas de control de amplitud 42 en todos los canales 37 de sa- 25

409091

18 EN



lida, cuyos canales 37 de salida están conectados conjuntamente al dispositivo combinador 45. Como en el sistema de la fig. 2, las tensiones de control generadas para las etapas de control de fase 41 y las etapas de control de amplitud 42 se mantienen en los circuitos de almacenamiento constituidos por los filtros de pasabajos 60, 61 y el condensador de almacenamiento 74 durante la transmisión de los impulsos de información subsiguientes al período de ajuste. Para este fin están previstos interruptores electrónicos 75, 76, 77 que se abren cada vez después del período de ajuste mediante un impulso de interrupción procedente del conductor 34 originado en el distribuidor de tiempo 29.

A pesar de las características de filtro que tienen las regiones de paso solapadas de los filtros de paso de banda secundaria del tipo  $\frac{\sin(\omega - \omega_m)}{(\omega - \omega_m)}$  (véase la fig. 8b) no se ha encontrado que ocurran en el analizador de frecuencias 35 fenómenos de realización indeseados así como tampoco desplazamientos de fase dependientes de la frecuencia, que podría provocar una perturbación de las características de ecualización. En combinación con el analizador de frecuencia 35 descrito, las etapas de control de fase representadas con los dispositivos de control de amplitud proporcionales 58, 59 que están conectados a los filtros 38, 40, 47 de paso de banda secundaria y a los

27.12.72

- 44 -

409091



185

5 filtros 38', 40', 47' de paso de banda secundaria adicionales son especialmente ventajosos debido a que la etapa de control de fase 41 tiene una banda ancha, es decir que estas etapas de control 58, 59 impiden desplazamientos en fase dependientes de la frecuencia y variaciones de la amplitud en una gama de frecuencia muy amplia, cuyos desplazamientos y variaciones podrían influir perjudicialmente en la característica de ecualización.

10 Además, de una considerable economía de elementos, de la simplificación de la fuente de referencia 44 y de una estructura que es muy adecuada para integración en un cuerpo semiconductor, la realización dada asegura una característica de ecualización en fase y en amplitud de calidad notable.

15 A este respecto, ha de indicarse que los dispositivos de control de amplitud proporcionales e inversos son de por sí conocidos en distintas realizaciones y por esta razón no se describirán estos dispositivos con detalle. En lugar de como amplificadores de control, estos  
20 dispositivos de control de amplitud proporcionales e inversos pueden estar formados alternativamente como atenuadores con elementos dependientes de la tensión, por ejemplo diodos o transistores, para los que siempre se cumple que el  
25 factor de transmisión varía proporcional o inversamente con la tensión de control.

27.12.72

409091

1P



5 La fig. 10 muestra otra realización de un sistema de acuerdo con el invento que se distingue del sistema de acuerdo con la fig. 9 porque las etapas de control de amplitud 42 están incorporadas en los canales de salida 37 para las etapas de control de fase 41; los elementos correspondientes tienen los mismos números de referencia.

10 En esta realización, la etapa 42 de control de amplitud consiste en dos amplificadores de control 78, 79 controlados por una tensión de amplitud, cuyos amplificadores están conectados a los filtros 38, 40, 47; 38', 40', 47' de paso de banda secundaria y la etapa de control de fase subsiguiente 41 está formada como en la fig. 9 por dos amplificadores de control proporcionales 58, 59 conectados a un dispositivo combinador 64, mientras que la salida del canal de salida 37 del analizador de frecuencia 35 está constituida por el dispositivo combinador 64. La salida del canal de salida descrito y las salidas de los otros canales de salida están conectadas para ulterior tratamiento al dispositivo combinador 45. En la misma forma que en los sistemas de las figs. 2 y 9, se deriva una señal de salida desde el dispositivo combinador 64, cuya señal de salida es ecualizada de manera exacta en fase y cuya amplitud es puesta de conformidad con el valor de amplitud  $b_m$  de acuerdo con el criterio de Nyquist que se aplica a la componente de espectro pertinente.

15

20

25

27.12.72

409091

18 EN



En la realización dada, el comparador 43 está conectado a las salidas de los amplificadores de control 78, 79, cuyo comparador incluye, de igual forma que en la fig. 9, sucesivamente los detectores de fase 62, 63, formados como interruptores, interruptores electrónicos 5 75, 76 controlados por impulsos de interrupción procedentes del conductor 34, filtros de pasabajos 60, 61, amplificadores de separación 68, 69, etapas cuadráticas 66, 67 y el dispositivo combinador 70. La tensión de control de fase para los amplificadores proporcionales 58, 59 de la 10 etapa de control de fase 41 es derivada desde los filtros de pasabajos 60, 61, mientras que la tensión de control de amplitud se obtiene comparando la señal de salida procedente del dispositivo de combinación 70 con la tensión de referencia de amplitud originada en el atenuador 72 conectado a la fuente 71 de tensión continua en una etapa comparadora 80 que está conectada con los amplificadores de control 78, 79 precedentes al interruptor 77 controlado por 15 impulsos de interrupción 34 y el condensador de almacenamiento 74.

En los amplificadores de control 78, 79 la amplitud de la componente del espectro de la señal de ajuste  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  derivada de los filtros 38, 40, 47; 38', 40', 47' de paso de banda secundaria es llevada a un valor tal por el control de ampli- 25



18 ENF

tud después de amplificación en los amplificadores propor-  
 cionales 58, 59 de la etapa de control de fase, la señal  
 de salida derivada desde el dispositivo combinador 64, tie-  
 ne su valor de amplitud de conformidad con el valor de am-  
 plitud  $b_m$  de acuerdo con el criterio de Nyquist que se  
 aplica a la componente de espectro pertinentes. Esto se  
 consigue en forma sencilla mediante ajuste adecuado del  
 atenuador 72 ya que para una ganancia de circuito suficien-  
 temente grande en el comparador 43, la señal de salida pro-  
 cedente del dispositivo de combinación 70 correspondiente  
 al cuadrado del valor de la amplitud de las señales de sa-  
 lida procedentes de los amplificadores de control 78, 79  
 (véase fig. 9) es hecha sustancialmente igual a la ten-  
 sión de referencia de amplitud. Cuando, particularmente,  
 mediante ajuste adecuado del atenuador 72, la amplitud de  
 la componente del espectro  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  y  
 $a_m \sin(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  derivada desde los filtros 38, 40, 47;  
 38', 40', 47' de paso de banda secundaria es llevada a la  
 amplitud  $\sqrt{b_m}$  en el amplificador de control, se produ-  
 ce la señal de salida deseada  $(\sqrt{b_m})^2 \cos 2\pi mt/NT = b_m \cdot$   
 $\cos 2\pi mt/NT$  debido a la acción de los amplificadores pro-  
 porcionales 58, 59 en la etapa 41 de control de fase, de  
 la misma forma que en la fig. 9 ocurre con el dispositivo  
 combinador 64. En consecuencia, esta señal se actualiza en  
 su fase y su amplitud expuesta en conformidad con el valor  $b_m$

27.12.72

409091



de amplitud de acuerdo con el criterio de Nyquist que se aplica a la componente del espectro pertinente.

5 Como en la fig. 9, las tensiones de control de fase y de amplitud generadas en esta realización se man tienen durante la transmisión de los impulsos de informa-  
ción después del período de ajuste de los circuitos de al-  
macenamiento 60, 61, 64 utilizando los interruptores elec-  
trónicos 75, 76, 77 que son abiertos cada vez después del  
10 período de ajuste por un impulso de conmutación procedente del conductor 34.

En comparación con el sistema representado en la fig. 9, la realización de este caso se distingue por el hecho de que las diferencias de amplitud dependientes de la frecuencia provocadas por la trayectoria de transmi-  
15 sión de las señales aplicadas al comparador 43 y a la etapa 41 de control de fase, cuyas diferencias pueden ser consi derables, por ejemplo de 20 dB en los bordes de la banda de transmisión, son eliminadas debido a la acción de los ampli-  
ficadores de control 78, 79 de la etapa de control de ampli-  
20 tud. Esta característica, en la práctica, tiene la importan te ventaja de que los elementos del comparador 43 y de la etapa 41 de control de fase son mucho menos críticos en su construcción.

25 La fig. 11 ilustra una simplificación de las realizaciones representadas en las figs. 9 y 10 del sistema

409091

18 ENE. 1972



de acuerdo con el invento, cosistente en que la etapa de control de fase y la etapa de control de amplitud están combinadas en una etapa 175 única lo cual es posible debido a que tanto la etapa de control de fase como la etapa de control de amplitud están formadas como dispositivos de control de amplitud a modo de amplificadores de control. Ambas funciones, a saber el control de fase y el control de amplitud, son realizadas por amplificadores de control proporcional 173, 174, cuyos extremos de entrada están conectados a los filtros 38, 40, 47; 38', 40', 47' de paso de banda secundaria, y cuyos extremos de salida están conectados a un dispositivo combinador 64. La señal de salida derivada del dispositivo combinador 64 se combina en el dispositivo de combinación 45 para un nuevo tratamiento con las señales procedentes de los otros canales de salida del analizador de frecuencias.

En la realización representada en la fig. 9, el comparador 43 conectado a los filtros 38, 40, 47; 38', 40', 47' de paso de banda secundaria incluye sucesivamente los detectores de fase 62, 63 formados como interruptores, filtros de pasabajos 60, 61, amplificadores de separación 68, 69, etapas cuadráticas 66, 67 y el dispositivo de combinación 70, en el cual las tensiones de control para los amplificadores de control proporcional 173, 174 se derivan desde los filtros 60, 61 de pasabajos, cuyas

27.12.72

409091

18



tensiones se aplican a través de dispositivos de control de amplitud regulados por una tensión de control y formados a modo de atenuadores ajustables 171, 172, interruptores electrónicos 75, 76 y condensadores de almacenamiento 74, 74' a los amplificadores de control proporcional 173, 174. Para los atenuadores ajustables 171, 172, la tensión de control se deriva desde el dispositivo combinador 70 a través de un atenuador fijo 170 que sirve como referencia de amplitud, cuyo factor de atenuación está en conformidad con el valor de  $b_m$  de amplitud de acuerdo con el criterio de Nyquist que se aplica a los componentes pertinentes del espectro.

Se obtiene una señal de salida en el dispositivo combinador 64 con este sistema, cuya señal está exactamente ecualizada en su fase y cuya amplitud es puesta en conformidad con el valor de  $b_m$  de amplitud de acuerdo con el criterio de Nyquist que se aplica a la componente pertinente del espectro.

Cuando la componente del espectro de la señal de ajuste seleccionada por los filtros 38, 40, 47, 38', 40', 47' de paso de banda secundaria viene representada de nuevo por  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  de igual modo que la realización de la fig. 9, entonces se derivan desde los filtros de pasabajos 60, 61 del comparador 43, las señales del control de fase  $b_m \cos \varphi_m$  y  $a_m \sin \varphi_m$  y

409091

18



se deriva una señal de control  $a_m^2$  desde el dispositivo combinador 70, en el que por atenuación por el factor de atenuación  $b_m$  del atenuador 170 que funciona como referencia de amplitud, se obtiene una señal de control  $a_m^2/b_m$  para un ajuste deseado de acuerdo con esta señal de control del factor de atenuación de los atenuadores ajustables 171, 172, de modo que se producen señales de control  $a_m \cos(\varphi_m)/a_m^2 = b_m \cos(\varphi_m)/a_m$  y  $a_m \sin(\varphi_m)/a_m^2 = b_m \sin(\varphi_m)/a_m$  en los amplificadores de control proporcional 173, 174. La amplificación proporcional de las componentes del espectro  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m)$  seleccionadas en los filtros 38, 40, 47; 38', 40', 47' de paso de banda secundaria de los amplificadores de control proporcional 173, 174 proporciona una señal de salida:  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m) b_m \cos(\varphi_m)/a_m + a_m \sin(2\pi mt/NT + \varphi_m) b_m \sin(\varphi_m)/a_m = b_m \cos 2\pi mt/NT$  en el dispositivo combinador 64, cuya señal, como en las realizaciones de las figs. 9 y 10, está ecualizada exactamente en su fase y tiene una amplitud que es puesta en conformidad con el valor  $b_m$  de amplitud de acuerdo con el criterio de Nyquist que se aplica a la componente pertinente del espectro.

Asimismo, en este sistema, las tensiones de control generadas se mantienen durante la transmisión de impulsos de información en el condensador de almacenamiento 74, 74' debido a que los interruptores electrónicos 75, 76

27.12.72

409091

18



son abiertos por un impulso de conmutación procedente del conductor 34 cada vez después del período de ajuste.

Se ha explicado en lo que antecede que son posibles diversas realizaciones dentro del alcance del invento, por ejemplo, de acuerdo con las figs. 9 y 10, la secuencia de la etapa de control de fase y de la etapa de control de amplitud puede intercambiarse o, de acuerdo con la fig. 11, ambas etapas pueden combinarse en una sola. De igual modo, los elementos utilizados pueden tener diversas formas, por ejemplo, la etapa de control de fase, pero la realización representada en este caso y que utiliza un filtro de paso de banda secundaria adicional y amplificadores de control proporcionales en el sistema de ecualización descrito tiene ventajas especiales como ya se ha descrito con mayor detalle al hacer referencia a la fig. 9. Asimismo, puede realizarse el control de amplitud de manera diferente, por ejemplo, podría obtenerse la tensión de control de amplitud por rectificación de la señal de salida procedente de un filtro de paso de banda secundaria en una etapa rectificadora con un filtro rectificador y la señal así rectificada podría compararse en una etapa de comparación con la referencia de amplitud, pero la generación por tensiones de control de fase cuadráticas y la subsiguiente combinación en la forma ya descrita presentan la ventaja especialmente importante en lo que respecta a la integración en un cuerpo semiconductor de que se economizan los voluminosos



filtros rectificadores. En principio, podría ser posible, similarmente, comparar la señal de entrada procedente del analizador de frecuencia 35 en detectores de fase con el fin de generar tensiones de control de fase con las componentes del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo cuyos impulsos de salida son divididos luego en sus componentes de frecuencia en la forma que se ha descrito con referencia a la fig. 2.

La fig. 12 describe una simplificación considerable del sistema de acuerdo con el invento haciendo uso de las regiones de paso periódico de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 47' en el caso de un retardo de tiempo de los sucesivos elementos de retardo del circuito de retardo 36, igual al período de reloj T de los impulsos recibidos. En el sistema mostrado en la fig. 12, el punto de partida es la realización descrita con referencia a la fig. 10.

Para explicar el comportamiento periódico de las regiones de paso y los fenómenos que ocurren en ellas, la fig. 13 ilustra diversos diagramas de frecuencia en los que, de igual forma que en la fig. 5, las gamas de frecuencia 0-100Hz, 100-300Hz, ... se toman para las regiones de paso de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' para las componentes de frecuencia de la señal de ajuste 0Hz, 400Hz, ..., para la frecuencia de reloj de los impulsos transmitidos a 3200Hz correspondientes a una

409091



frecuencia de Nyquist de 1600 Hz. La pendiente de Nyquist está situada en este caso, por ejemplo, entre 1300 y 1900 Hz, mientras que la anchura de banda está limitada a 1900 Hz por el filtro 2 del transmisor (fig. 1) y el 16 del receptor (fig. 2).

5

En la fig. 13a, las flechas representan el valor de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste de 0 Hz, 200 Hz, mientras que las componentes de frecuencia con respecto a la pendiente de Nyquist de 1300 Hz deben tener una amplitud mutuamente igual y deben disminuir subsiguientemente de acuerdo con la pendiente de Nyquist en la frecuencia de Nyquist como punto de simetría, es decir, cada vez la suma de las amplitudes de las dos componentes del espectro de la señal de ajuste situadas simétricamente a cada lado de la frecuencia de Nyquist de 1600 Hz deben ser iguales a la amplitud de una componente de frecuencia de la señal de ajuste situada por debajo del borde de Nyquist.

10

15

20

25

La fig. 13b representa la región de paso de un filtro de paso de banda secundaria 38, 40, 47 y 38', 40', 47' en una gama de frecuencias situada por debajo de la pendiente de Nyquist, por ejemplo, la región de paso de 300-500 Hz, la cual se repite a la frecuencia de reloj de 3200 Hz, es decir, las regiones de paso de 2700-2900 Hz y 3500-3700 Hz ocurren a cada lado de los 3200 Hz, las regiones de paso

409091



de 5900-6100 Hz y 6700-6900 Hz ocurren a cada lado de la frecuencia de 6400 Hz y así sucesivamente; en la fig. 13b no sólo se ilustra la región de paso de 300-500 Hz sino también la segunda región de paso de 2700-2900 Hz por debajo de la frecuencia de reloj de 3200 Hz debido a que sólo las regiones de paso que se encuentran por debajo de la frecuencia de reloj de 3200 Hz son importantes para las consideraciones siguientes:

5  
10  
15  
20  
25

Cuando se utiliza un analizador de frecuencia 35 descrito, el filtro de paso de banda secundaria, 38, 40, 47; 38', 40', 47' con la región de paso de 300-500 Hz selecciona exclusivamente la componente de frecuencia de la señal de ajuste de 400 Hz mientras que la región de paso de 2700-2900 Hz no deja pasar ninguna componente de frecuencia debido a que esta región de paso está situada al exterior de la banda de transmisión de 0 a 1900 Hz. Con fines de ilustración, la fig. 13b representa la componente de frecuencia de 400 Hz seleccionada por el filtro de paso de banda secundaria 38, 40, 47 y 38', 40', 47'.

La situación es totalmente diferente para los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47 y 38', 40', 47' que tienen una región de paso situada dentro de la pendiente de Nyquist de 1300-1900 Hz como se ilustra en la fig. 13c; por ejemplo, para un filtro de paso de banda secundaria 38; 40, 47; 38', 40', 47' que tenga una región de

409091



paso de 1300-1500 Hz, a saber la segunda región de paso de 1700-1900 Hz por debajo de la frecuencia de reloj de 3200 Hz está situada igualmente dentro de la pendiente de Nyquist simétricamente con relación a la frecuencia de Nyquist de 1600 Hz. Con los filtros de paso de banda secundaria indicados 38, 40, 47; 38', 40', 47', las componentes del espectro de la señal de ajuste de 1400 Hz y 1800 Hz situadas dentro de las regiones de paso de 1300-1500 Hz y 1700-1900 Hz son así seleccionadas lo cual se representa con fines de ilustración en la fig. 13e.

Por tanto, aunque sólo una componente del espectro de la señal de ajuste es dejada pasar por los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' que tengan una región de paso inferior a la pendiente de Nyquist de 1300-1900 Hz, los filtros de paso de banda secundaria que tengan una región de paso dentro de la pendiente de Nyquist dejan pasar cada vez dos componentes del espectro de la señal de ajuste que están situadas simétricamente con relación a la frecuencia de Nyquist.

Para estas frecuencias situadas dentro de la pendiente de Nyquist puede demostrarse matemáticamente que mediante el control simultáneo de fase y amplitud de estas dos componentes del espectro de señal de ajuste puede satisfacerse la condición de Nyquist y para este fin, la fase de la suma vectorial de las componentes del espectro de la señal

409091



de ajuste dejadas pasar por los filtros de paso de banda  
secundaria ha de ponerse de acuerdo con la fase de la suma  
vectorial de las oscilaciones correspondientes de la re-  
ferencia de fase mientras que además la amplitud de la su-  
5 ma vectorial de las componentes del espectro dejadas pa-  
sar ha de hacerse igual a la amplitud de las componentes  
del espectro situadas antes de la pendiente de Nyquist,  
las cuales, como se ha descrito ya en lo que antecede, pre-  
sentan una amplitud mutuamente igual. En su construcción,  
10 los canales de salida 37 del analizador 35 de frecuencia y  
la etapa 32 de control de amplitud y la etapa 41 de control  
de fase asociadas, así como el comparador 43 de la fig. 12  
son exactamente iguales para estas bandas secundarias de  
frecuencia situadas dentro de este borde de Nyquist que pa-  
15 ra aquellas bandas secundarias de frecuencia que se encuen-  
tran bajo la pendiente de Nyquist, pero en este caso ocurre  
el notable efecto de que regiones de banda secundaria situa-  
das simétricamente con relación a la frecuencia de Nyquist  
resultan ecualizadas de manera simultánea.

20 Por una parte, el número de canales de sali-  
da 37 del analizador de frecuencias 35 con las regiones de  
banda secundaria dentro de la pendiente de Nyquist se redu-  
ce hasta el 50%, de modo que en la realización dada el número  
de canales de salida 37 del analizador de frecuencia y de la  
25 etapa de control de fase 41 asociada, la etapa de control de

27.12.72

409091

18 ENE.



amplitud 42 y el comparador 43 es reducido de 10 a 9. Por otra parte se ha conseguido que la referencia de amplitud para los comparadores 43 sea mutuamente igual para todos los canales de salida 37, por ejemplo, en la realización de la fig. 10, como se ilustra con mayor detalle en la fig. 12, pueden economizarse los atenuadores 72 conectados a la fuente 71 de tensión continua de la fuente de referencia de amplitud. Igualmente, cuando se utilizan las etapas dadas en que el tiempo de retardo de los elementos de retardo del circuito 36 de retardo es igualado al período de reloj T de los impulsos recibidos, pueden omitirse los atenuadores 72 conectados a la fuente 71 de tensión continua en la realización de acuerdo con la fig. 9, mientras que en la realización de la fig. 11 los atenuadores 170 que sirven como referencias de amplitud pueden equipararse mutuamente para todos los comparadores 43 o pueden omitirse, lo que supone el empleo de atenuadores con un factor de atenuación nulo.

Aparte de la uniformidad obtenida por estas etapas de todos los canales 37 de salida y los comparadores 43 utilizados, así como la economía de canales de salida 37 y la simplificación de la fuente de referencia de amplitud, el número de elementos de retardo del circuito de retardo 36 y, por ello, el número de circuitos de compensación 38, 40; 38', 40' de la matriz 46 se reduce en un factor de dos.

409091

18 FNE. 1972



La fig. 14 representa otra realización de un sistema de ecualización de acuerdo con el invento del tipo mostrado en la fig. 12 en el que las características de ecualización se mejoran en medida considerable utilizando las etapas representadas en la fig. 12, al tiempo que se conserva la simplificación conseguida de la instalación.

Con fines de ilustración, las figs. 15a y 15b, utilizando las etapas representadas en la fig. 12, ilustran un diagrama de amplitud en función de frecuencia y de fase en función de frecuencia, respectivamente, que, como es bien sabido, se extiende en frecuencia ligeramente más allá de la frecuencia Nyquist de la mitad de frecuencia de reloj. Particularmente, la curva Y en la fig. 15a representa la desviación de amplitud entre la característica amplitud-frecuencia total de la trayectoria de transmisión y el circuito de ecualización y la característica total ideal amplitud-frecuencia, mientras que la curva Z en la fig. 15b representa las desviaciones de fase entre la característica total fase-frecuencia de la trayectoria de transmisión y el circuito de ecualización y la característica total ideal fase-frecuencia. En la zona de los puntos de ajuste representados por círculos de las curvas Y y Z situada en las componentes de frecuencia de la señal de ajuste, el control de amplitud y de fase uti-

27.12.72

409091

18 F



lizado ha reducido las desviaciones de amplitud y de fase hasta un valor sustancialmente nulo, mientras que más allá de los puntos de ajuste ocurren desviaciones de amplitud y de fase cuyos valores disminuirán al decrecer la distancia de frecuencia entre las componentes de frecuencia consecutivas de la señal de ajuste.

De acuerdo con el sistema representado en la fig. 14, se consigue una mejora considerable de las características de ecualización ya que la componente de frecuencia seleccionada en un selector y situada a la mitad de la frecuencia de reloj de la señal de ajuste recibida que comprende esta componente de frecuencia se aplica como señal de control a un circuito 176 de control de fase conectado al generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local, cuyo circuito de control de fase hace a la desviación de fase existente entre esta componente de frecuencia del canal de salida 177 conectado al analizador de frecuencia 35 y del diseño de impulsos de ensayo local del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local igual a un número entero de veces  $K$  el desplazamiento de fase  $\pi$ , con  $K = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ . En la realización dada el circuito 176 de control de fase conectado al generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local está constituido por un bucle de estabilización de fase provisto de un detector de fase 178 en forma de interruptor electrónico, un filtro 179 de pasabajos

409091



subsiguiente y un generador 48 de diseño de impulsos de en  
sayo local que tienen un miembro 180 determinador de fre-  
cuencia, por ejemplo, un condensador variable, aplicándose  
la componente de frecuencia seleccionada de la mitad de la  
5 frecuencia de reloj de la señal de ajuste recibida como se-  
ñal de control al detector de fase 178 a través del conduc-  
tor de control 181. Particularmente, el filtro de paso de  
banda secundaria del canal de salida 177 con los circuitos  
compensadores 38...40 y el sumador 47 se utiliza como selec-  
10 tor para la selección de la componente de frecuencia de la  
mitad de la frecuencia de reloj de la señal de ajuste reci-  
bida, mientras que el sumador 47 está conectado al conduc-  
tor de control 181.

Siempre que ocurre un impulso procedente del  
15 generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local, se cierra  
el interruptor electrónico 178 que funciona como detector  
de fase y se produce una tensión de control que depende de la  
diferencia de fase entre las componentes de frecuencia de la  
mitad de la frecuencia de reloj de la señal de control y del  
20 diseño de impulsos local en el filtro 179 de pasabajos, cuya  
tensión de control realiza el control de fase del generador  
48 de diseño de impulsos de ensayo local a través de conden-  
sador variable 180 de modo que se produce un desplazamiento  
de fase fijo, mutuo, de  $\pi/2$  entre dichas componentes de  
25 frecuencia con independencia de las variaciones de fase de

27.12.72

- 62 -

409091

178 ENF



la señal de control en la trayectoria de transmisión. Para asegurar que los desplazamientos de fase mutuos entre estas componentes de frecuencia de la mitad de la frecuencia de reloj del canal de salida 177 y del diseño de impulsos de ensayo local del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo es siempre igual a  $k\pi$ , siendo  $k = 0,1,2,3,4 \dots$ , el conductor de control 181, entre el filtro de paso de banda secundaria, 38... 40, 47 del canal de salida 177 y el interruptor electrónico 178 que funciona como detector de fase, incorpora un circuito 182 de desplazamiento de fase en  $\pi/2$ .

Como mediante el control de fase del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local se consigue que el desplazamiento de fase mutuo entre la componente de frecuencia de la mitad de la frecuencia de reloj en el canal de salida 177 y del diseño de impulsos de ensayo local se encuentre ya al valor deseado  $k\pi$  con independencia de las propiedades de la trayectoria de transmisión, la señal de salida procedente del filtro de paso de banda secundaria 38, 40, 47 en el canal de salida 177 sólo puede llevarse al valor de amplitud correcto en una etapa 42 de control de la amplitud sin control de fase en una etapa de control de fase, que se efectúa en la misma forma que en el canal de salida 37 mientras se hace uso de un amplificador 65 de control inverso regulado por una tensión de control de amplitud. El control de fase del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local tiene

27.12.72

409091



también el resultado de que para generar la tensión de control de amplitud en el comparador 183 del canal de salida 177 resultan superfluos un filtro adicional de paso de banda secundaria 38'... 40', 47' y un detector de fase 63 a él  
5 conectado, como en el canal de salida 37, a saber en el comparador 183 del canal de salida 177 un detector de fase conectado a un filtro de paso de banda secundaria adicional no proporcionaría tensión de salida como resultado del desplazamiento en fase de  $\pi/2$  de la componente de frecuencia  
10 de la mitad de la frecuencia de reloj introducida en este filtro adicional de paso de banda secundaria. Particularmente, para generar la tensión de control de amplitud en exclusiva se utiliza la salida de tensión del detector de fase 62 conectado al filtro de paso de banda secundaria 38, 40,  
15 47 que, en la misma forma que en el comparador 43 del canal de salida 37, proporciona la tensión de control para el amplificador 65 de control inverso a través del filtro 60 de pasabajos, del amplificador de separación 68, la etapa cuadrática 66, el atenuador 73 controlado por la fuente 71 de  
20 tensión continua y el condensador de almacenamiento 74.

Tanto la fase como la amplitud de la señal de salida procedente del canal de salida 177 se llevan al valor correcto de esta forma, después de lo cual esta señal de salida se aplica al dispositivo combinador 45. Durante  
25 la transmisión de impulsos de información después del pro-

27.12.72

409091

12 ENC.



ceso de ajuste se mantienen el ajuste de fase y el ajuste de amplitud correctos para cuyo propósito solamente se requiere un interruptor electrónico 184 antes del condensador de almacenamiento, cuyo interruptor es abierto cada vez después del período de ajuste por un impulso de conmutación procedente del conductor 34 originado en un interruptor de tiempo del receptor.

El efecto realizado utilizando el sistema descrito se describirá a continuación con referencia a los diagramas amplitud-frecuencia y fase-frecuencia representados en las figs. 15a y 15b, en los que la curva Y' de la fig. 15a y la curva Z' de la fig. 15b representan las desviaciones entre la característica amplitud-frecuencia total y la característica fase-frecuencia de la trayectoria de transmisión y el circuito de ecualización y las características ideales totales. De igual modo que las curvas Y y Z, las curvas Y' y Z' atraviesan los puntos de ajuste situados en las componentes de frecuencia de la señal de ajuste constituidos por impulsos periódicos, pero la solicitante encontró después de extensos experimentos, lo cual se confirmó también matemáticamente, una mejora considerable de las características de ecualización para los impulsos de información, debido a que fuera de los puntos de ajuste las desviaciones de las curvas Y' y Z' en comparación con las curvas Y y Z se reducen en considerable medida con relación a la carac-

40909 1

18 FNE 1070



terística ideal. Así, el empleo de las etapas de acuerdo con el invento conduce al efecto sorprendente de que, aunque la resolución del impulso de la señal de ajuste en forma de impulsos periódicos después de ecualización en los  
5 circuitos de ecualización permanece sustancialmente invariable, la resolución de impulsos de los impulsos de información ecualizados resulta mejorada en considerable medida, lo cual ha de atribuirse a las diferencias en los espectros de frecuencia de los impulsos de ajuste periódicos y de los  
10 impulsos de información, a saber, los impulsos de ensayo periódico exhiben un espectro lineal y los impulsos de información exhiben un espectro de frecuencia continua. Sin la reducción de la distancia en frecuencia entre las componentes de frecuencia de la señal de ajuste, es decir, sin  
15 aumentar el número de canales de salida, se realizó una mejora considerable de la ecualización de los impulsos de información, o al contrario, para la misma ecualización de los impulsos de información, se redujo el número de canales de salida.

20 En el circuito de ecualización indicado como resultado del control de fase del generador 48 de impulsos de ensayo local por la componente de frecuencia seleccionada de la mitad de frecuencia de reloj de los impulsos de ensayo recibidos existe entre los impulsos de ensayo recibidos  
25 mencionados y los impulsos procedentes del generador 48 de diseño

27.12.72

409091



18 F

de impulsos de ensayo local un tiempo o relación de fase  
dados con un carácter multiforme debido a la señal de con-  
trol de la mitad de la frecuencia de reloj derivada del  
conductor de control 181 es un armónico más elevado de la  
5 frecuencia de repetición de los impulsos de ensayo. Aun-  
que no es crítico, se encontró que los mejores resultados  
se obtenían asegurando que en el instante de ocurrencia de  
un impulsos de ensayo procedente del generador 48 de dise-  
ño de impulso. de ensayo local, que el impulso de ensayo  
10 recibido estuviera situado aproximadamente a la mitad del  
circuito de retardo 36, lo que se conseguía de manera sen-  
cilla aplicando la frecuencia de repetición seleccionada  
de la señal de ajuste recibida, por ejemplo, originada en  
los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47 del ca-  
15 nal 37 después de conversión de impulsos en un convertidor  
de impulsos 185 como impulsos de ajuste, al generador 48 de  
diseño de impulsos de ensayo local. En esta realización,  
el convertidor de impulsos 185 es sencillo, particularmen-  
te, el convertidor de impulsos 185 está constituido por un  
20 amplificador 186 seguido por un circuito 87 diferenciador  
y un dispositivo de umbral 188 en el que los impulsos deja-  
dos pasar por el dispositivo de umbral 188 que tienen una  
polaridad dada y una frecuencia de retención igual a la fre-  
cuencia de retención de los impulsos de ensayo recibidos se  
25 aplican como impulsos de ajuste al generador 48 de diseño  
de impulsos de ensayo local.

27.12.72

409091



Cuando se asegura, para alguna ocurrencia de los impulsos de ajuste del convertidor de impulsos 185 que el generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local es llevado a la posición correcta en el tiempo, este ajuste del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local es hecho inactivo para los impulsos de ajuste utilizando un interruptor electrónico 189 que es abierto, por ejemplo, por un impulso de conmutación procedente del conductor 190, originado en el distribuidor de tiempo del receptor, después de lo cual se efectúa la sincronización en fase exacta del generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local en el bucle de estabilización de fase 176 a la mitad de la frecuencia de reloj del diseño de impulsos de ensayo recibidos. Simultáneamente con la sincronización en fase a la mitad de la frecuencia de reloj, los diseños de impulsos de ensayo generados localmente y los diseños de impulsos de ensayo recibidos son llevados a una posición mutuamente deseada en el tiempo.

Además de la realización representada en la fig. 14, son posibles otras realizaciones dentro del alcance del invento, Por ejemplo, como selector para la señal de control de la mitad de la frecuencia de reloj para el circuito de control de fase 176 conectado al generador 48 de diseño de impulsos de ensayo local, es posible utilizar un selector independiente que, para este propósito, está conectado por ejemplo a la entrada del circuito de retardo 36 en lugar de al fil

27.12.72

409091

178 F



tro de paso de banda secundaria, 38, 40, 47 del canal de salida 177 del analizador de frecuencia 35.

Aunque las realizaciones de las figs. 9, 10, 11, 12, 14 representan simplificaciones en la instalación independientemente de la trayectoria de transmisión, las figs. 16 y 17 ilustran realizaciones que presentan nuevas simplificaciones teniendo en cuenta las propiedades de la trayectoria de transmisión.

La fig. 16 muestra una realización destinada a la recepción de señales que no son perturbadas por señales de interferencia de amplitud esencial o interrupciones de la trayectoria de transmisión, y, por tanto, para señales recibidas que únicamente son deformadas sustancialmente como resultado de las características de transmisión de la trayectoria de transmisión.

Como en la realización ilustrada en la fig. 9, las señales derivadas desde los dos filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' que tienen la misma característica amplitud en función de frecuencia, pero características fase-frecuencia que están desplazadas mutuamente en fase en  $\pi/2$ , se aplican en el sistema descrito a la etapa 41 de control de fase que incluye los amplificadores de control proporcional 58, 59 y el dispositivo combinador 64 en el que se deriva, en la forma en que se deriva en la fig. 9, la tensión de control desde los

409091



filtros 60, 61 de pasabajos en la salida de los interrup-  
tores electrónicos 62, 63 formados como detectores de fa-  
se que, en el caso de ocurrir una tensión de referencia  
pulsatoria son cerrados durante un corto período. Como en  
5 este sistema existe la certeza de una transmisión no per-  
turbada de los impulsos recibidos, no se necesita utilizar  
la referencia de fase con un generador de diseño de impul-  
sos de ensayo sincronizado con el generador 33 de diseño  
de impulsos de ensayo en el transmisor de la fig. 1, sino  
10 que es suficiente utilizar un generador de impulsos 81 que,  
como referencia de fase, proporciona solamente un único im-  
pulso. Por ejemplo, el generador de impulsos 81 puede es-  
tar conectado para este fin, a través del conductor 34, a  
una señal de conmutación emitida desde el divisor de tiem-  
15 po 29, cuya señal libera al generador de impulsos 81 una  
vez durante el período de ajuste.

Cuando se supone, al igual que en la fig. 9,  
que la componente de frecuencia de la señal de ajuste selec-  
cionada por los filtros de paso de banda secundaria 38, 40,  
20 47; 38', 40', 47' puede representarse por la expresión  
 $a_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y que el impulso  
del generador de impulsos 81 ocurre en el instante  $t=0$ , se  
producen las tensiones de control  $a_m \cos \psi_m$  y  $a_m \sin \psi_m$  en  
caso de una constante de tiempo suficientemente pequeña de  
25 los filtros de pasabajos 60, 61 para los amplificadores de

409091



control proporcional 58, 59. De conformidad con el sistema de la fig. 9, la señal corregida en fase  $a_m^2 \cos(2\pi mt/NT)$  es producida así en el dispositivo combinador 64 y, al igual que en la fig. 9, la ecualización en amplitud de la señal así ecualizada en fase se efectúa en la etapa 42 de control de amplitud subsiguiente en la que, sin embargo, la etapa 42 de control de amplitud tiene una construcción diferente. Particularmente, la etapa 42 de control de amplitud está constituida por un amplificador de control 82 con un circuito de tensión de control provisto de la disposición en cascada de una etapa comparadora 83 para comparar la tensión de salida del amplificador de control 82 con la referencia de amplitud  $b_m$  emitida desde la fuente 71 de tensión continua, un interruptor electrónico 84 controlado por el generador de impulsos 81 y un filtro 85 de pasabajos que proporciona la tensión de control para el amplificador de control 82.

Cuando en el instante  $t=0$  ocurre un impulso procedente del generador de impulsos 81, el interruptor electrónico 84 es cerrado durante un corto período y la tensión de entrada instantánea del amplificador de control 82 que ocurre en este instante y que tiene un valor de  $a_m^2$  es aplicada después de amplificación en el amplificador de control 82 y, después, de comparación con la referencia de amplitud  $b_m$ , al filtro 85 de pasabajos, de modo que se genere una



tensión de control en este último tal que la tensión de salida del amplificador de control 82 que se produce después de la ocurrencia del impulso en el instante  $t=0$  sea igual a la referencia de amplitud  $b_m$ .

5                    La señal  $b_m \cos(2\pi mt/NT)$  que está ecualizada en fase y en amplitud se produce luego en la salida del amplificador de control 82, cuya señal se aplica en la misma forma que en la realización anterior, junto con las señales procedentes de los otros canales de salida 37  
10 al dispositivo de combinación 45. Con su función de generar las tensiones de control de fase y de amplitud, los interruptores electrónicos 62, 63, 84, debido a la interrupción de los circuitos de tensión de control de las etapas  
15 41, 42 de control de fase y de amplitud, asegura también que se mantengan las tensiones de control generadas durante la transmisión de los impulsos de información después del período de ajuste en los circuitos de almacenamiento constituidos por los filtros de pasabajos 60, 61, 85.

20                    Utilizando la propiedad de la trayectoria de transmisión representada se consigue, por una parte, que el ajuste de circuito de ecualización se acelere considerablemente, por ejemplo, en un factor de 10, al tiempo que, por otra parte, resulta muy sencilla la construcción de la fuente de referencia de fase.

25                    Por último, debe observarse que en el sistema

409091



dado como se ilustra en la fig. 16a en lugar de la fuente de referencia de fase 81 puede utilizarse la fuente de referencia de fase representada en las realizaciones previas, cuya fuente está formada por un generador 48 de impulsos de ensayo local sincronizado por impulsos de reloj a través del conductor 31. En este caso, el conductor procedente del generador 48 de impulsos de ensayo local para los interruptores electrónicos, 62, 63, 84 incorpora un interruptor electrónico 86 que, después del período de ajuste, es abierto por un impulso de conmutación procedente del distribuidor de tiempo 29 a través del conductor 34. El funcionamiento de este sistema es además totalmente idéntico al del sistema representado en la fig. 16.

Como ya se ha indicado en lo que antecede, puede utilizarse un generador de diseño de impulsos para la fuente de referencia de fase con el fin de generar diseños de impulsos periódicos, pero también una fuente de impulsos que suministre un único impulso; generalmente el instante de ocurrencia de la señal de salida desde la fuente de referencia de fase constituye la referencia de fase para la fase de todas las componentes del espectro de la señal de ajuste en las salidas de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47'. Alternativamente es posible utilizar una señal que ocurra una vez en lugar de una señal periódica, como señal de ajuste transmitida.

409091

18 ENE 1972



En la realización de acuerdo con las figs. 17 y 18 se obtienen simplificaciones en la estructura utilizando la propiedad de la trayectoria de transmisión consistente en que la parte central de la banda de transmisión de alta frecuencia de las señales de información moduladas por portadora tiene una característica fase-frecuencia que tiene un curso lineal y una característica amplitud-frecuencia que tiene un curso constante, lo cual tiene el resultado de que en la gama de frecuencias de las señales de información desmoduladas correspondiente a la parte central de la banda de transmisión de alta frecuencia, las desviaciones de las características de ecualización fase-amplitud con relación a las características de ecualización en fase y amplitud ideales son mínimas. Especialmente, en el caso de transmisión de señales en bandas anchas tales como, por ejemplo, el grupo básico del sistema de telefonía por portadora de 60-180 kHz, esta propiedad de la trayectoria de transmisión es característica.

Para los fines de ilustración, las figs. 19a y 19b muestran las líneas curvas de trazo lleno A y L para un sistema de transmisión de banda ancha de esta clase, para las características de ecualización en fase y en amplitud para las señales de información desmoduladas y las líneas curvas de trazo interrumpido M y N para las características de ecualización ideales en fase y en amplitud a

27.12.72

409091



18 ENF

partir de las cuales resulta evidente que en la gama de  
frecuencias de 10 a 22 kHz correspondiente a la parte cen-  
tral de la banda de transmisión de alta frecuencia de  
78.90 kHz a una frecuencia de portadora de 100 kHz, las  
5 desviaciones de las características de ecualización K y L  
respecto de las características de ecualización ideales M  
y N son considerablemente menores que las de las gamas de  
frecuencia de 0,10 y 22-38 kHz correspondientes a los bor-  
des de la banda de transmisión de alta frecuencia de 62-78  
10 kHz y 90-106 kHz. En este sistema de transmisión de banda  
ancha, se utiliza una señal de impulsos que tiene una fre-  
cuencia de repetición de 4 kHz como señal de ajuste cuyas  
componentes de espectro son, por tanto, 0, 4, 8... kHz y  
la anchura de banda de las bandas secundarias asociadas a  
15 la misma es de 4 kHz.

Sin influenciar notablemente las caracte-  
rísticas de ecualización en fase y en amplitud en la región  
de 10.22 kHz correspondiente a la parte central de la banda  
de transmisión de alta frecuencia, puede utilizarse una dis-  
20 tribución más grosera de las bandas secundarias, por ejem-  
plo, con una anchura de banda tres veces mayor, por tanto  
de  $3 \times 4 \text{ kHz} = 12 \text{ kHz}$  en lugar de la distribución fina en  
bandas secundarias de 4 kHz en las gamas de frecuencias de  
0-10 kHz y 22-38 kHz.

25 En la estructura de la realización ilustrada

27.12.72

409091



5 en la fig. 17, el punto de partida es el sistema de la fig. 9, del cual en la fig. sólo se muestra el canal de salida 87 que tiene una banda secundaria 12 kHz en la gama de fre-  
cuencias correspondiente a la parte central de la banda de  
transmisión de alta frecuencia; no mostrándose ya en esta  
fig. los canales de salida correspondientes a los bordes  
de la banda de transmisión con una anchura de banda de 4  
kHz debido a que están contruidos en la misma forma que  
los de la fig. 9.

10 En esta realización, el canal de salida 87  
tiene tres filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47  
y filtros de paso de banda secundaria adicionales asociados  
38', 40', 47' que tienen regiones de paso de 10-14 kHz, 14-  
15 18 kHz, 18-22 kHz como se representa en el diagrama de fre-  
cuencias de la fig. 19c por las curvas P de línea interrumpida,  
en la que por combinación en los dispositivos combina-  
dores 88, 88', se obtiene la banda secundaria Q de 10-22  
kHz representada por línea llena la cual es tratada de nue-  
vo en el canal de salida 87. Enteramente de la misma for-  
ma que en la fig. 9, la banda secundaria 10-22 kHz así ob-  
tenida es aplicada para control de fase a los amplificado-  
res de control proporcional 58, 59 y después de combinación  
20 en el dispositivo combinador 64, es aplicada para control  
de amplitud al amplificador de control inverso 65, cuya se-  
ñal de salida se combina con las de los otros canales de  
25

4-9091

18 ENE.



salida en un dispositivo combinador 45.

En este sistema, los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' con regiones de paso de 14-18 kHz seleccionan la componente de frecuencia 16 kHz (compárese fig. 19d) de la señal de ajuste para generar la tensión de control de fase y la tensión de control de amplitud en el comparador 43, en el cual se deriva la tensión de control de fase de la forma representada en la fig. 9 a partir de los filtros de pasabajos 60, 61 y se deriva la tensión de control de amplitud desde el condensador 74. El funcionamiento del sistema descrito es además exactamente igual al sistema de acuerdo con la fig. 9, y por esta razón este sistema no necesita describirse más.

La fig. 19e y la fig. 19f muestran curvas R, S de línea llena que representan las características de ecualización en fase y en amplitud, respectivamente, del sistema representado en la fig. 17, en el que el número de canales de salida ha sido reducido de 10 a 8 ampliando el umbral de las bandas secundarias en la gama de frecuencia de 10-22 kHz. para los fines de ilustración, la fig. 19e y la fig. 19f muestran las curvas de línea interrumpida M, N que representan las características ideales de ecualización en fase y en amplitud.

Al utilizar simultáneamente las etapas ya descritas con referencia a las figs. 12 y 14 haciendo el tiempo

27.12.72

409091



de retardo de los elementos de retardo sucesivos del circuito de retardo 36 igual a un período de reloj, el número de canales de salida se reduce aún más en uno, de modo que el número original de canales de salida queda reducido de 10 a 7. Junto con la economía esencial conseguida del 30% de los canales de salida utilizando las propiedades de la trayectoria de transmisión, se encuentra que esta economía, de acuerdo con las figs. 19e y 19f no tiene una influencia notable sobre la calidad de las características de ecualización en fase y en amplitud.

La fig. 18 muestra una modificación del sistema representado en la fig. 17, en la que se obtiene otra simplificación debido a que la ampliación de las bandas secundarias en la gama de frecuencias correspondientes a la parte central de la banda de transmisión de alta frecuencia no se obtiene combinando varios filtros de paso de banda secundaria estrecha, sino mediante un único filtro de paso de banda secundaria ancha 38, 40, 47; 38', 40', 47' que, proporcionando de manera adecuada los circuitos de compensación 38, 40; 38', 40' puede realizarse de manera sencilla. Particularmente, la región de paso del filtro de paso de banda secundaria de la fig. 18 es igual a la banda secundaria de la fig. 17 y, en ese caso, los factores de transmisión de los circuitos de compensación 38, 40,; 38', 40' de la fig. 18 han de hacerse igual a la suma de los factores de transmisión de los circuitos de compensación correspondientes

15.1.73

40909 1



38, 40; 38', 40' de los tres filtros de paso de banda secundaria de la fig. 17.

5 Con fines de ilustración, el diagrama de frecuencia de la fig. 19g muestra la curva T que representa la región de paso del filtro de paso de banda secundaria de 10-22 kHz, mientras que la fig. 19h ilustra las componentes de frecuencia seleccionadas de 12, 16, 20 kHz de la señal de ajuste en esta región de paso.

10 En la estructura de la realización representada en la fig. 18, el punto de partida es el sistema de la fig. 16, en cuya figura solamente se ilustra el canal de salida 87 con una banda secundaria de 10-22 kHz correspondiente a la parte central de la banda de transmisión de alta frecuencia; los canales de salida para las bandas secundarias correspondientes a los bordes de la banda de transmisión de alta frecuencia no se muestran ya en esta figura  
15 debido a que están constituidos de manera idéntica que los de la fig. 16. Totalmente de manera similar que en la fig. 16, la banda secundaria de 10-22 kHz así obtenida es aplicada para control de fase a los amplificadores de control  
20 proporcional 58, 59 y, después de combinación en el dispositivo combinador 64, es aplicada para control de amplitud al amplificador de control 82 que incluye la etapa comparadora 83, combinándose la señal de salida de dicho amplificador de control 82 con la de los otros canales de salida del  
25

18 ENE 1972

409091

dispositivo combinador 45.

En este sistema, las tres componentes de espectro seleccionadas de 12, 16, 20 kHz de la señal de ajuste (véanse la fig. 19h), para generar la tensión de control de fase en los detectores de fase constituidos por los interruptores electrónicos 62, 63, se comparan con la referencia de fase pulsatoria de la fuente de impulsión 81 al tiempo que la tensión de control de fase así obtenida controla los amplificadores de control proporcional 58, 59 a través de los filtros de pasabajos 60, 61.

Cada una de las citadas componentes del espectro de 12, 16, 20 kHz proporciona una tensión de control en los interruptores electrónicos 62, 63 con la componente pertinente de la referencia pulsatoria, de modo que se utiliza una tensión de control total en los filtros de pasabajos 60, 61, cuya tensión es sustancialmente tres veces mayor que la tensión de control para la componente central del espectro de 16 kHz de la señal de ajuste. Particularmente, la componente central del espectro de 16 kHz seleccionada en los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' se representa por  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y, en ese caso, la tensión de control derivada desde los filtros de pasabajos 60, 61 es sustancialmente  $3a_m \cos \psi_m$  y  $3a_m \sin \psi_m$  lo que asegura la corrección de fase de dicha componente del espectro.

27.12.72

409091

18 FMP



tro debido a que después de la amplificación proporcional en los amplificadores de control 58, 59, se produce en el dispositivo combinador 64 la señal corregida en fase del valor:

5

$$3a_m^2 \cos \varphi_m \cos(2\pi mt/NT + \varphi_m) + 3a_m^2 \sin \varphi_m (2\pi mt/NT + \varphi_m) = 3a_m^2 \cos(2\pi mt/NT)$$

es producida en el dispositivo combinador 64.

10

Exactamente como en la fig. 16, la tensión de control de amplitud es generada también en el circuito constituido por la disposición en cascada de la etapa comparadora 83, el interruptor electrónico 84 controlado por la fuente de impulsos 81 y el filtro de pasabajos 85, llevándose el valor de la tensión de salida del amplificador de control 82 en el instante de ocurrencia de un impulso desde la fuente de impulsos 81 hasta el valor de la referencia de amplitud de la fuente 89 de tensión continua, mediante el cierre del interruptor 84.

15

Como en este instante la amplitud de las tres componentes del espectro de 12, 16, 20 kHz es tres veces mayor que el de una única componente, la referencia de amplitud derivada desde la fuente 89 de tensión continua ha de hacerse tres veces mayor que la referencia de amplitud  $b_m$  para una única componente. Por tanto, la fuente 89 de tensión continua proporciona una referencia de amplitud

20

25

27.12.72

409091

18 ENE.



de aproximadamente  $3b_m$  para los canales de salida en la gama de frecuencia de 10-22 kHz correspondiente a la parte central de la banda de transmisión de alta frecuencia, y esta referencia de amplitud para los canales de salida en  
5 las gamas de frecuencias de 0-10 y 22-38 kHz correspondiente a los bordes de la banda de transmisión de alta frecuencia es llevada hasta el valor  $b_m$  por medio de atenuadores 90.

Con fines de ilustración, las curvas en línea  
10 llena V y W ilustradas en las figs. 19i y 19j representan las características de ecualización en fase y en amplitud para este sistema mientras que, de nuevo, las curvas: M y N de línea interrumpida ilustran las características de ecualización ideales en fase y en amplitud.

15 Al igual que en la fig. 17, se consigue, también en este sistema una economía considerable en los canales de salida, utilizando dicha propiedad de la trayectoria de transmisión con una característica de ecualización en fase y en amplitud eminente. En comparación con la fig. 17,  
20 se obtiene la ventaja, en este caso, de que la construcción de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' en la gama de frecuencias correspondiente a la parte central de la banda de transmisión de alta frecuencia se simplifica considerablemente.

25 La fig. 20 representa una mejora de los siste-

409091

18 F



mas de ecualización automáticos ya ilustrados en las figs. 17 y 18, cuyos funcionamientos se han descrito con referencia a los diagramas de frecuencia de la fig. 19. En su construcción, la fig. 20 constituye una modificación del sistema de ecualización representado en la fig. 17, en el que elementos correspondientes a los de esta figura tienen los mismos números de referencia.

En el sistema de acuerdo con la fig. 20, el propósito es reducir las desviaciones de las características de ecualización de fase realizadas con el sistema de acuerdo con las figs. 17 y 18 (véanse curvas R y V en las figs. 19e y 19f) con relación a la característica de ecualización en fase ideal representada por la curva M en línea de trazos. Para este propósito, la pendiente de la característica lineal fase-frecuencia, en la que están situadas las componentes del espectro de la fuente de referencia de fase constituida por el generador 48 de diseño de impulsos, es puesta en conformidad con la pendiente de la característica lineal fase-frecuencia en la parte central de la trayectoria de transmisión.

A diferencia del sistema representado en las figs. 17 y 18, el generador de impulsos 48 no está estabilizado en fase por impulsos de reloj procedentes del conductor 31 conectado al distribuidor de tiempo 29, sino por la frecuencia diferencia de dos componentes de frecuencia sucesi-

409091

vos de la señal de ajuste recibida, cuyas componentes se seleccionan en los filtros 38, 40, 47 de paso de banda secundaria debido a que la fase de la citada frecuencia diferencia es característica de la pendiente de la característica lineal fase-frecuencia en la parte central de la trayectoria de transmisión.

En la realización ilustrada, el generador 48 de diseños de impulsos está incorporado, para este fin, en un bucle de estabilización de fase 162 que comprende un detector de fase 163 conectado al generador de impulsos 48, controlando la señal de salida desde dicho detector un miembro 165 de determinación de frecuencias del generador de impulsos 48 a través de un filtro 164 de pasabajos. La frecuencia diferencia entre dos componentes de frecuencia sucesivas de la señal de ajuste recibida se aplica como señal de control al detector de fase 163, cuya señal de control se obtiene aplicando las componentes de frecuencia seleccionadas en los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47, a través de conductores 166, 167, a una etapa mezcladora 168 que tiene un filtro de salida 169. Como debido a este control del generador 48 de diseño de impulsos, la pendiente de las características lineal fase-frecuencia con estas componentes de frecuencia es puesta en conformidad con la pendiente de la característica lineal fase-frecuencia en la parte central de la trayectoria de transmisión, ha de corre-

409091

18 ENF



girse una diferencia de fase constante entre estas características, lo cual está totalmente asegurado por la etapa de control de fase 41. Así, el control de fase del generador de impulsos 48 evita sustancialmente las desviaciones entre las características de ecualización en fase realizadas y las características de ecualización en fase ideales.

En ciertas circunstancias puede ocurrir incluso que, para dicha gama, pueden economizarse las etapas de control de fase 41, a saber, en aquellos casos en que la diferencia de fase entre las características lineales fase-frecuencia de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste generada localmente y de la parte central de la trayectoria de transmisión sea igual a cero, es decir, cuando coincidan ambas características.

Con las ventajas mencionadas de un corto período de captación, ausencia de inestabilidad, ecualización exacta, flexibilidad de uso del sistema de acuerdo con el invento, las realizaciones precedentes incluyen también las considerables simplificaciones de estructura que se realizaron en la construcción práctica. Particularmente, las realizaciones de acuerdo con las figs. 9, 10, 11, 12, 14 muestran las simplificaciones independientemente de las propiedades de la trayectoria de transmisión, mientras que las realizaciones de acuerdo con las figs. 16, 17, 18, 20

409091

18 EN



representan otras simplificaciones drásticas al tiempo que se tienen en cuenta las propiedades de la trayectoria de transmisión. Además, los elementos empleados en el sistema de ecualización automático de acuerdo con el invento pueden hacerse muy adecuados para integración en un cuerpo semiconductor, como se describirá ahora con referencia a la fig. 21.

En lugar de un circuito de retardo analógico 36 en el analizador de frecuencias 35, esta realización hace uso de un registro de desplazamiento para señales 91 de impulsos provisto de elementos de registro de desplazamiento que están conectados en la forma previamente descrita a circuitos de compensación 38, 40; 38', 40', en un circuito matriz 46, de los cuales los circuitos de compensación 38, 40; 38', 40' son conectados cada vez en una fila de circuito matriz 46 a un circuito cambiador 47, 47'. Un convertidor 92 analógico a digital precede al registro de desplazamiento y tiene la forma de un modulador delta que está compuesto, en forma conocida, por un productor 93 de diferencia, un modulador de impulsos 95 conectado a un generador 94 de impulsos, un generador de impulsos 96 cuyos impulsos de salida son aplicados, por un lado a través de un ensanchador de impulsos 97 al registro de desplazamiento 91 y, por el otro lado, a un circuito de realización conectado al productor 93 de diferencia y que incorpora un

27.12.72

409091 18 EN



convertidor 98 digital a analógico en forma de circuito de integración. El generador 94 de impulsos proporciona también los impulsos de desplazamiento para el registro 91 de desplazamiento, cuya frecuencia de desplazamiento es mayor que el doble de la frecuencia más alta en la banda de frecuencia a transmitir, por ejemplo, en la realización dada, la frecuencia de impulsos es de 40 kHz para una frecuencia máxima de 1,9 kHz de la banda de frecuencia a transmitir.

Dependiendo de si el valor instantáneo de la señal de salida del convertidor 98 digital a analógico es menor o mayor que la señal analógica también aplicada al productor de diferencia 93, se produce una señal de diferencia de polaridad negativa o positiva en la salida del productor 93 de diferencia. Dependiendo de esta polaridad de la señal de diferencia, los impulsos emitidos por el generador de impulsos 94 ocurren o no ocurren en la salida del modulador de impulsos 95. Estos impulsos se aplican a través del regenerador de impulsos 96 para supresión de las variaciones en amplitud, duración o forma producidas en el modulador de impulsos 95 al convertidor 98 digital a analógico formado por circuito integrador y que tiene una constante de tiempo de, por ejemplo, 0,5 mseg.

El modulador delta 92 antes descrito tiene tendencia a hacer nula la señal diferencia, de modo que la

409091



señal de salida procedente del convertidor 98 digital a analógico es una aproximación cuantificada de la señal analógica. De hecho, para una señal diferencia de polaridad negativa, el modulador de impulsos 95 aplica un impulso al convertidor 98 digital a analógico de modo que la señal diferencia negativa es contrarrestada, mientras que para una señal diferencia de polaridad positiva, el modulador 95 de impulsos no aplica un impulso al convertidor 98 digital a analógico y, por tanto, contrarresta la continuación de la señal diferencia positiva. Así, el modulador delta 92 constituye una serie de impulsos en la cual los impulsos caracterizan la señal analógica entrante por su presencia y su ausencia.

Si los circuitos de compensación 38, 40; 38', 40' se proporcionan de acuerdo con las normas mencionadas en lo que antecede para una característica dada de banda secundaria  $H(\omega)$ ,  $H'(\omega)$ , se obtiene la banda secundaria pertinente en la salida de un convertidor 99, 99' digital a analógico incorporado después de los dispositivos de combinación 47, 47'. Particularmente, se encuentra que la acción de filtro se consigue por la disposición constituida por el registro de desplazamiento 91, los circuitos de compensación 38, 40; 38', 40' y el dispositivo combinador 47, 47', porque sin esta disposición justamente entre el modulador delta 92 y el convertidor asociado 99; 99' de di-

409091

178



gital a analógico, en la salida del convertidor 99, 99'  
digital a analógico, aparte de un cierto ruido de cuan-  
tificación, ocurriría justamente la señal analógica, que  
se aplica al modulador delta 92. Así, cuando se aplica  
5 una señal análogica con un espectro de frecuencias  $S(\omega)$   
al modulador delta 92 y cuando la citada disposición 91, 38,  
40, 47; 91', 38', 40', 47' tiene la característica de ban-  
da secundaria  $H(\omega)$ ;  $H'(\omega)$ , como se ha mencionado en lo  
que antecede, la señal de banda secundaria deseada del es-  
pectro de frecuencia  $H(\omega) S(\omega)$ ;  $H'(\omega) S'(\omega)$  ocu-  
10 rre en la salida del convertidor digital a analógico 99,  
99', cuya señal se aplica para nuevo tratamiento al dispo-  
sitivo combinador 45 a través del circuito de control de  
fase y de amplitud en el canal de salida 37. En lugar de  
15 la modulación en delta puede utilizarse alternativamente  
un tipo diferente de modulador de código de impulsos, de-  
bido a que la acción de filtro dada por la fórmula  $H(\omega)$   
 $S(\omega)$ ;  $H'(\omega) S'(\omega)$  es independiente del código de im-  
pulsos utilizado.

20 No solamente el analizador de frecuencias  
35 de la fig. 21 es hecho muy adecuado, de esta forma, pa-  
ra integración en un cuerpo semiconductor, sino que también  
lo es la construcción del canal de salida 37 y el comparador  
asociado 43. Similarmente al sistema de acuerdo con la fig.  
25 9, las señales para corrección de fase derivadas del filtro



38, 40, 47; 38', 40', 47' de paso de banda secundaria son aplicadas a la etapa de control de fase 41, que es controlada como función de las tensiones de salida generadas de los detectores de fase 62, 63, formados como interruptores electrónicos, mientras que el control de amplitud se realiza en el dispositivo de control de amplitud 65 que tiene una característica de control inversa, cuya tensión de control se obtiene elevando al cuadrado las tensiones de salida ali-  
5 sadas del detector de fase 62, 63 seguido por una combinación en el dispositivo combinador 70 y una atenuación en el  
10 atenuador 73 controlado por la referencia de amplitud.

Para obtener una realización que sea muy adecuada para integración en un cuerpo semiconductor, las tensiones de salida de los detectores de fase 62, 63 no son utilizadas inmediatamente, sino que primero son convertidas en  
15 los moduladores de duración de impulsos 100, 101, en impulsos modulados en duración, de modo que se hace posible para los amplificadores de control proporcional de la etapa de control de fase 41, utilizar interruptores electrónicos 102, 103 normalmente bloqueados que son liberados cada vez para un impulso de salida procedente de los moduladores 100, 101 de duración de impulsos. En la realización dada, los moduladores 100, 101 de duración de impulsos están formados como divisores a los que también se aplica, junto con las tensiones de salida ali-  
20 sadas desde los detectores de fase 62, 63, una señal auxiliar  
25

40909 1



en forma de dientes de sierra con una frecuencia de 50 kHz, cuya señal es emitida desde un generador de señales en dientes de sierra 104 común a todos los canales de salida 37.

5 Así, se producen impulsos modulados en duración que varían también en amplitud con las tensiones de salida de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' en las salidas de los interruptores electrónicos 102, 103 mientras que, después de combinación en el dispositivo combinador 64 y desmodulación en los desmoduladores 105 formados por un filtro de pasabajos, se obtiene la señal de banda secundaria corregida en fase, como se describirá a continuación con mayor detalle.

15 Cuando, de igual modo que en la fig. 9, se supone que la componente de frecuencia de la señal de ajuste derivada a través de los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' está representada por  $a_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m)$ , se generan tensiones de control de fase  $a_m \cos \psi_m$  y  $a_m \sin \psi_m$  en los detectores de fase 62, 63, después de alisado en los filtros 60, 61, cuyas tensiones se aplican como tensiones de modulación a los moduladores 100, 20 101 de duración de impulsos. Así, se derivan impulsos desde las salidas de los interruptores electrónicos 102, 103, variando la duración de dichos impulsos proporcionalmente a las tensiones de control de fase  $a_m \cos \psi_m$  y  $a_m \sin \psi_m$  y cuya 25 amplitud varía proporcionalmente a las señales de salida

27.12.72

40909 ↑

18 ENE



$a_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m)$  y  $a_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m)$  de los filtros de paso de banda secundaria, de modo que por desmodulación de estos impulsos modulados en duración y en amplitud en el desmodulador 105, formado como filtros de pasabajos, se ob-  
 5 tiene una señal de salida que varía simultáneamente en forma proporcional a la duración y a la amplitud de estos impulsos.

Matemáticamente, se produce luego una señal de salida del desmodulador 105 que viene dada por la fórmula:

10

$$a_m^2 \cos^2 \psi_m \cos(2\pi mt/NT + \psi_m) + a_m^2 \sin^2 \psi_m \sin(2\pi mt/NT + \psi_m) = a_m^2 \cos 2\pi mt/NT.$$

Exactamente de la misma forma que en la fig. 9, se produce así la señal correctamente ecualizada en fase, de  
 15 valor  $a_m^2 \cos \pi mt/NT$ , cuyo valor de amplitud  $a_m^2$ , como se describió con referencia a esta figura en la etapa de control de amplitud incluyendo en el dispositivo 65 de control de amplitud inversa, es puesta en conformidad con el valor de amplitud  $b_m$  de acuerdo con el criterio de Nyquist que se apli-  
 20 ca a esta componente de frecuencia de la señal de ajuste. Así, la señal ecualizada en fase y en amplitud  $b_m \cos 2\pi mt/NT$  ocurre en la salida del dispositivo 65 de control de amplitud cuya señal, en la misma forma que en las realizaciones precedentes, es aplicada junto con las señales procedentes de los  
 25 otros canales de salida 37 al dispositivo combinador 45.

27.12.72

409091

18 E



En las realizaciones dadas, las etapas cuadráticas de las tensiones de salida alisadas de los detectores de fase 62, 63, para generar la tensión de control de amplitud, son llevadas de igual modo a una forma que es adecuada para integración en un cuerpo semiconductor mediante el uso combinado de modulación de duración de impulsos y de amplitud. Para este fin, las tensiones de salida procedentes de los moduladores de impulsos 100, 101 controlan otros dos interruptores electrónicos 106, 107 que, del mismo modo que los moduladores de duración de impulsos, son alimentados por la tensión de salida alisada procedente de los detectores de fase 62, 63. De conformidad con la explicación previa, se obtiene una señal de salida de valor  $a_m^2$  después de combinación en el dispositivo combinador 70 y desmodulación en un desmodulador 108 en forma de un filtro de pasabajos, como en la fig. 9, cuya señal de salida controla, en la forma descrita, el amplificador de control inverso 65 a través del atenuador ajustable 73, el interruptor electrónico 77 y el condensador de almacenamiento 74.

El sistema de equalización automático de acuerdo con el invento recibe, de manera elegante, una forma adecuada para integración en un cuerpo semiconductor utilizando técnicas de modulación, particularmente modulación de código de impulsos, para la construcción del analizador 35 de frecuencias y por el uso combinado de modulación de duración de impulsos de

27.12.72

409091



amplitud, tanto para la construcción de la etapa 41 de control de fase como para la construcción de las etapas cuadráticas 66, 67.

También en esta realización pueden obtenerse ventajas para un tiempo de retardo de los elementos de retardo sucesivos igual al período de reloj T, como ya se describió de manera extensa con referencia al sistema de las figs. 12 y 14. Para este fin, un número entero de veces P del período de desplazamiento de los elementos de registro de desplazamiento de los elementos de registro de desplazamiento se hace igual a un período de reloj T, mientras que se proporcionan los circuitos de compensación 38, 40; 38', 40', cada vez, después de P elementos de registro de desplazamientos. Aunque esto no es estrictamente necesario, el generador de impulsos 94 puede sincronizarse para este propósito mediante impulsos de reloj generados localmente, como por ejemplo, emitidos desde el distribuidor de tiempo 29.

A este respecto, debe hacerse notar que son posibles otras modificaciones del sistema representado en la fig. 1. Existe una gran libertad en el posicionamiento de los convertidores digital a analógico, por ejemplo, los convertidores digital a analógico pueden conectarse directamente a los elementos del registro de desplazamiento 91 o puede ser suficiente un único convertidor digital a analógico que, entonces, ha de conectarse a la salida del dispositivo de

27.12.72



409091 16 ENE. 1973

combinación 45. Este sistema puede formarse alternativamen-  
te de acuerdo con la modificación representada en la fig. 10,  
en la que la etapa de control de amplitud 42 ha de disponerse  
precediendo a la etapa de control de fase 41.

5                    Como las señales recibidas son disponibles en  
forma digital utilizando un convertidor analógico a digital,  
existe la posibilidad de formar las funciones dadas con cir-  
cuitos digitales.

10                    Después de la descripción precedente del sistema  
de ecualización automático de acuerdo con el invento, con re-  
ferencia a varias realizaciones teniendo en cuenta posiblemente  
las propiedades especiales de la trayectoria de transmisión,  
se describirán a continuación algunas realizaciones en las que  
15                    las propiedades de la señal transmitida como tal se han teni-  
do en cuenta. En una primera realización se describirá la  
transmisión de una señal de información que comprende una com-  
ponente de corriente continua cuyo caso es, por ejemplo, el de  
la transmisión de señales de impulsos binarios como se repre-  
senta en las figs. 5c, 5d y 8a, 8b. El aspecto particular de  
20                    este caso es que el canal de salida del analizador 35 de fre-  
cuencia destinado a la componente de corriente continua, pue-  
de simplificarse en forma considerable porque para el ajuste  
exclusivo de la amplitud de la componente de corriente conti-  
nua a  $\phi$  de la señal de ajuste seleccionada en el analizador 35  
25                    de frecuencias, puede procederse sin control de fase al valor

409091

18 ENE. 1973



correcto.

Con fines de ilustración, la fig. 22 representa el canal de salida 109 del analizador 35 de frecuencias para la componente de corriente continua; los otros  
5 canales de salida están constituidos en la forma ya descrita en las realizaciones precedentes y, por tanto, se hace referencia a estas realizaciones previas para la estructura y funcionamiento de estos canales de salida.

Como la componente de corriente continua no  
10 requiere control de fase, se omiten la etapa de control de fase y el filtro de paso de banda secundaria adicional en el canal ilustrado 109 de salida para la componente de corriente continua, de modo que la señal de salida procedente del filtro de paso de banda secundaria 38, 40, 47 se aplica  
15 directamente, en este caso, al dispositivo combinador 45 a través de la etapa de control de amplitud 42. Simultáneamente, la componente de corriente continua  $a_0$  de la señal de ajuste seleccionada en el filtro de paso de banda secundaria 38, 40, 47 puede utilizarse inmediatamente para generar  
20 la tensión de control de la etapa de control de amplitud 42. Particularmente, en la realización dada, la componente de corriente continua seleccionada  $a_0$  se aplica para este propósito a través de un amplificador de separación 110 a un atenuador ajustable 73 controlado por la referencia de amplitud  
25 71, 72, mientras que la señal de salida desde este atenuador

409091

10



5 controla la etapa de control de amplitud 42 constituida por un amplificador 65 de control inverso en un control directo a través del interruptor electrónico 77 y el condensador de almacenamiento 74 en la forma representada en la fig. 9.

10 En lugar de un control directo, puede utilizarse alternativamente un control inverso para el control de amplitud de la componente de corriente continua en la forma representada en la fig. 10. En este caso, la componente de corriente continua seleccionada en la salida de la etapa 42 de control de amplitud se aplica como tensión de control de amplitud a la etapa 42 de control de amplitud, constituida por un amplificador de control después de comparación de amplitud en una etapa comparadora 80 con la tensión de referencia de amplitud emitida desde el atenuador 72, conectado a la fuente 71 de tensión continua a través del interruptor electrónico 77 y el condensador de almacenamiento 74 en la forma representada en las figs. 10.

20 A este respecto, debe observarse que las simplificaciones dadas del canal de salida del analizador 35 de frecuencias no son estrictamente necesarias para la componente de corriente continua. Por ejemplo, debido a la uniformidad de los canales de salida del analizador de frecuencias 35, puede ser importante, en ciertas circuns-



tancias, formar el canal de salida destinado a la componente de corriente continua del mismo modo que los otros canales de salida 37 del analizador de frecuencias 35.

5 En una segunda realización, en que las propiedades de la señal transmitida como tal son tenidas en cuenta, se describirá el caso en que, con fines de transmisión, se efectúa una conversión del espectro de las señales a transmitir en el extremo transmisor en un convertidor de espectro. Tales convertidores de espectro se utilizan para  
10 convertidores de código multivalente tales como convertidores pseudo-ternarios, por ejemplo, para transmisión de banda lateral única de señales de impulsos.

15 Cuando se utiliza un convertidor de espectro de esta clase en el extremo transmisor, la referencia de fase y de amplitud para las componentes de frecuencia de la señal de ajuste local han de ponerse en conformidad, para el ajuste del sistema de ecualización automático en la fuente de señales de referencia 44, con la fase y la amplitud de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste en la salida  
20 del convertidor de espectro en el extremo transmisor.

25 Un sistema de ecualización automático de esta clase destinado a la transmisión de señales de impulsos por conversión de espectro se ilustra en la fig. 23, en el que se utiliza en el extremo transmisor, para los fines de transmisión en banda lateral única, en la forma descrita en la me-

409091



moria de la patente británica número 1.132.274, un convertidor de espectro que está provisto de un productor de diferencias al cual se aplican directamente las señales de impulsos a transmitir por una parte y, por otra parte, a través de un circuito de retardo que tiene un tiempo de retardo de dos períodos de reloj. En esta construcción, el sistema representado en la fig. 23 constituye una modificación del sistema ilustrado en la fig. 9, en el que elementos correspondientes a los del de la fig. 9 tienen los mismos números de referencia.

Con el fin de satisfacer las condiciones antes mencionadas de la fuente 44 de señales de referencia, un convertidor de espectro 111 está conectado a la salida del generador de impulsos 48, sincronizado a través del conductor 31, en primer lugar, para formar el generador de impulsos de ensayo locales. Este convertidor de espectro está formado de acuerdo con el convertidor de espectro en el extremo transmisor, por un productor de diferencias 112 al cual se aplican los impulsos procedentes del generador 48 de impulsos, por una parte directamente a través de un conductor 113, y por otra parte a través de un circuito de retardo 114 que tiene un tiempo de retardo de dos períodos de reloj. Particularmente, el circuito de retardo está constituido por un registro de desplazamiento que tiene dos elementos de registro de desplazamiento 115, 116 cuyos contenidos son desplazados por impulsos

409091



de reloj procedentes del conductor 31. En el convertidor de espectro lll cada impulso procedente del generador de impulsos 48 producirá así dos impulsos de polaridad opuesta desplazados mutuamente en dos períodos de reloj como una  
5 señal de salida cuyas componentes de frecuencia corresponden exactamente en fase y en amplitud con la fase y amplitud de la señal de ajuste transmitida en el extremo transmisor debido a que el convertidor de espectro lll es hecho igual al convertidor de espectro utilizado en el transmisor. Con fines  
10 de ilustración, la fig. 24a representa los impulsos procedentes del generador de impulsos 48 y la fig. 24b ilustra la señal de salida desde el convertidor de espectro lll.

Para el ajuste en fase de la componente de frecuencia  $\omega_m$  de la señal de ajuste recibida seleccionada  
15 en los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 40', 47', se utiliza la señal de salida desde el convertidor de espectro lll, representado en la fig. 24b y particularmente las tensiones de control de fase para este fin son generadas mezclando la componente de frecuencia seleccionada  $\omega_m$  de la  
20 señal de ajuste recibida con la señal de salida procedente del convertidor de espectro lll en detectores de fase 117, 118 constituidos como moduladores en contrafase, cuyas tensiones de control de fase efectúan luego el ajuste correcto de fase de la componente de frecuencia seleccionada  $\omega_m$  de la  
25 señal de ajuste en la forma representada en la fig. 9 en la

40909 1

178 ENE.



etapa 41 de control de fase con los amplificadores de control proporcional 58, 59.

5 Para el ajuste de amplitud, el factor de atenuación del atenuador ajustable 73 conectado al dispositivo de combinación 70 se ajusta con ayuda del atenuador 72 de la fuente 71 de referencia de amplitud al valor correspondiente a la componente de frecuencia  $\omega_m$  de la señal de ajuste en que, de forma similar a la representada en la fig. 9, el ajuste de amplitud correcto se efectúa en la etapa 42 de control de amplitud con el amplificador 65 de control inverso. Así, la señal de salida corregida tanto en fase como en amplitud es derivada desde la etapa 65 de control de amplitud cuya señal de salida se combina en el dispositivo de combinación 45 con las señales de salida procedentes de los otros canales de salida 37.

15 Para explicar el funcionamiento del sistema descrito se describiré con mayor detalle el funcionamiento del convertidor 111 de espectro. Cuando  $\alpha_m e^{j\omega_m t}$ , en una fórmula, representa la componente del espectro de la frecuencia angular  $\omega_m$  aplicada a través del conductor 113 al productor de diferencia 112, en la que  $\alpha_m$  representa la amplitud de esta componente, la componente del espectro de la frecuencia angular  $\omega_m$  retardada en dos períodos de reloj  $2T$  en el circuito de retardo 114, viene dada por la fórmula:

25

$$\alpha_m e^{j\omega_m t(t-2T)}.$$

409091



18 ENE

Así, en la salida del productor de diferencia 112, se producirá una señal de la forma:

$$\alpha_m e^{j\omega_m t} (1 - e^{-2j\omega_m T})$$

5

la cual, después de derivación parcial, puede escribirse como:

$$2\alpha_m e^{j\omega_m t} (1 - e^{-2j\omega_m T})$$

10

de la cual resulta evidente que, debido al convertidor de espectro 111, la componente  $\omega_m$  del espectro, aparte de un retardo de tiempo  $T$  constante de un período de reloj, ha sufrido un desfase de  $\pi/2$  en su fase y ha sido cambiada por un factor de  $\text{sen}\omega_m T$  en su amplitud.

15

Con fines de ilustración, el diagrama de frecuencias de la fig. 24c muestra el curso, en amplitud, de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste cuando se utiliza dicho convertidor de espectro. Esta señal no tiene el curso de amplitud plano como en la fig. 5b, sino que presenta una variación sinusoidal de acuerdo con la función  $\text{sen}\omega_m T$ . Debe observarse, en esta fig. 24c, que la componente de corriente continua es suprimida por la conversión del espectro.

20

25

Como resulta evidente, a partir de la explicación matemática precedente, las componentes del espectro

15.1.73

409091

16 EN



de la fuente de impulsos 48 han de ser desplazadas  $\pi/2$   
en fase para la referencia de fase. En lugar de utili-  
zar un convertidor 111 de espectro en la fig. 23, igual  
al convertidor de espectro del extremo transmisor, este  
5 desplazamiento de  $\pi/2$  en fase de las componentes de fre-  
cuencia puede obtenerse, alternativamente, de distinta  
forma, utilizando por ejemplo un desplazador de fase de  
banda ancha, mediante un circuito diferenciador, seleccio-  
nando cada una de las componentes del espectro de la se-  
10 ñal de ajuste y dándolas, subsiguientemente, un despla-  
zamiento en fase de  $\pi/2$ , o utilizando el desplazamiento en  
fase de  $\pi/2$  ya presente entre las señales de salida pro-  
cedentes del filtro 38, 40, 47 de paso de banda secunda-  
ria y del filtro 38', 40', 47' de paso de banda secunda-  
15 ria adicional con ayuda de un acoplamiento cruzado entre  
estos filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47;, 38'  
40', 47' y los detectores de fase 117, 118, más específica-  
mente acoplando el filtro de paso de banda secundaria 38,  
40, 47 al detector de fase 118 y acoplando el filtro de  
20 paso de banda secundaria 38', 40', 47' al detector de fase  
117.

Para la referencia de amplitud, estas seña-  
les han de tener el curso sinusoidal para las diferentes  
componentes del espectro, como se muestra en la fig. 24c,  
25 en que la referencia de amplitud del canal de salida para

40909 1'



5 la componente de corriente continua es equiparada el valor de 0. En vez de emplear un canal de salida para la componente de corriente continua con una referencia de amplitud de 0, la práctica demuestra que es ventajoso omitir totalmente este canal de salida, entre otras cosas, en relación con la economía así obtenida.

La fig. 23a representa una modificación para generar la tensión de control de fase para la etapa 41 de control de fase en el sistema de acuerdo con la fig. 23.

10 Mientras que en la fig. 23 la tensión de control de fase obtenida por la producción de diferencia de los impulsos procedentes de la fuente de impulsos 48, aplicados a través del conductor 113 y el circuito de retardo 114 al productor de diferencia y por mezclado subsiguiente con la  
15 componente del espectro seleccionada en un filtro de paso de banda secundaria, por ejemplo, el filtro 38, 40, 47, de paso de banda secundaria en un detector de fase formado como un modulador en contra-fase 117, la tensión de control de fase se genera de forma diferente en la fig. 23a, a saber,  
20 intercambiando la secuencia de producción de diferencia y de mezclado. Particularmente, en esta realización, los impulsos procedentes de la fuente de impulsos 48 derivados desde el conductor 131 y el circuito de retardo 114, son aplicados a dos etapas mezcladoras 119, 120 que son alimentadas en una  
25 disposición en paralelo por la componente del espectro selec

18 ENE



409091

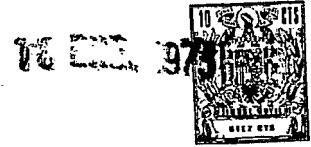
5 cionada en el filtro de paso de banda secundaria 38, 40,  
47 y se efectúa la producción de diferencia conectando las  
salidas de las etapas mezcladoras 119, 120, a un productor  
de diferencia 121 cuya tensión de salida controla el ampli-  
ficador proporcional 58 en la etapa 41 de control de fase  
a través del filtro alisador 60 en la forma representada en  
la fig. 23. En la práctica, esta modificación del sistema  
representado en la fig. 23 para generar las tensiones de  
control de fase, presenta una ventaja especial por cuanto  
10 que los detectores de fase 119, 120 formados como interrup-  
tores electrónicos, pueden utilizarse en este caso.

15 Con independencia del convertidor de espec-  
tro empleado, se consigue siempre de esta forma una ecuali-  
zación exacta en fase y amplitud, a saber llevando las re-  
ferencias de fase y amplitud de las componentes del espectro  
de la señal de ajuste en el sistema de ecualización automá-  
tico a conformidad con aquéllas componentes del espectro de  
la señal de ajuste en la salida del convertidor de espectro  
en el extremo transmisor. Al tiempo que se mantienen sus  
20 ventajas, se obtiene siempre una exacta ecualización en fa-  
se y en amplitud de manera sencilla, sin limitación del ti-  
po de señales utilizadas. Así, puede utilizarse alternati-  
vamente el sistema de ecualización descrito, por ejemplo,  
para la ecualización de señales moduladas en portadora.

25 En todas las realizaciones previas, puede ser

27.12.72

409091



5 ventajosa la construcción de los distintos filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' para adaptar las atenuaciones de estos filtros de paso de banda secundaria a la intensidad de la componente de frecuencia seleccionada de la señal de ajuste.

10 El sistema de ecualización automático de acuerdo con el invento no sólo es particularmente adecuado para su empleo con fines de control de ajuste previo, como ya se describió extensamente en lo que antecede, sino que puede utilizarse también con ventajas especiales para el control de adaptación en el que el ajuste del sistema de ecualización automático se efectúa en el espacio de tiempo de la transmisión de la señal de información.

15 En una primera realización (véase la fig. 1) el distribuidor de tiempo 12 incluye un distribuidor multiplex que conecta el conmutador 13, alternativamente, a la fuente de impulsos 1 y al generador 33 de diseño de impulsos de ensayo. En el extremo receptor, el distribuidor de tiempo 29 (véase la fig. 2) incluye un distribuidor múltiplex de tiempo que coopera con el distribuidor múltiplex de tiempo del extremo transmisor, que libera y bloquea los interruptores 56, 57, de modo que el ajuste en fase y en amplitud es controlado nuevamente cada vez durante la transmisión de la señal de ajuste en el espacio de tiempo de la transmisión de la señal de información.

20

25

27.12.72



40909 1'

En una segunda realización de un sistema de ecualización automático de tipo adaptativo, el ajuste se efectúa mediante una señal de ensayo o de ajuste transmitida simultáneamente con las señales de datos, como se describirá ahora con mayor detalle haciendo referencia al transmisor de la fig. 25 y al receptor de la fig. 26.

En el transmisor de la fig. 25, los impulsos de información procedentes de la fuente de impulsos 1 se combinan directamente, con este propósito, con los impulsos procedentes del generador 33 de diseño de impulsos de ensayo como señal de ajuste en un dispositivo combinador 122, sin interposición de un interruptor, después de lo cual la señal combinada así obtenida, y como ya se ha representado en la fig. 1, es transmitida al extremo receptor a través del conductor 5, después de modulación con portadora.

Los diseños de impulsos periódicos de los impulsos que ocurren en una alternancia irregular son generados como señal de ajuste por un generador 33 de impulsos de ensayo que, a este fin, está constituido como un generador de impulsos pseudo-aleatorios. Particularmente, en la realización dada, se emplea un generador de impulsos pseudo-aleatorios de un tipo en sí conocido, que está constituido por un registro 123 de desplazamiento de realización que tiene elementos 124, 125, 126, 127 de registro de desplazamiento, cuyos contenidos son desplazados por impulsos de reloj del distri-

409091

18 E



buidor de tiempo 12 y en el que la salida del registro de desplazamiento 123 es realimentada a su entrada y a un sumador 128 de módulo 2 incorporado entre los elementos de registro de desplazamiento 126, 127.

5                    Cuando al conectar el generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios, se aplica un impulso de puesta en marcha emitido desde una fuente 129 de impulsos de puesta en marcha a la entrada del registro de desplazamiento 123, este último comenzará a generar diseños de impulsos como  
10 resultado de la realimentación, con un período de repetición recurrente que es igual a  $2^n - 1$  períodos de reloj, don  
de  $n$  representa el número de elementos de registro de desplazamiento. En la realización dada del generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios, provisto de cuatro elementos  
15 de registro de desplazamiento, se generan diseños de impulsos con un período de repetición de 15 períodos de reloj, ilustrándose en el diagrama de tiempos de la fig. 27a el curso para un período de repetición.

20                    El diseño de impulsos periódicos que tiene una duración de 15 períodos de reloj generado por el generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios tiene un espectro de líneas tal como se representa en el diagrama de frecuencias de la fig. 27b cuyas frecuencias son iguales a un número entero de veces la frecuencia de repetición. En la realización  
25 dada, en la que un período de reloj, al igual que en

27.12.72

409091

18 ENE. 1975



el sistema de la fig. 1, es igual a 312,5 microsegundos, las componentes de frecuencia del espectro de líneas están situadas en un número entero de veces la frecuencia de repetición de 213,33... Hz.

5 La fig. 26 muestra un receptor que coopera con el transmisor de la fig. 25, cuyo receptor está formado como una modificación del receptor ilustrado en la fig. 9. Elementos correspondientes a los de la fig. 9 tienen los mismos números de referencia.

10 Exactamente en la forma ya descrita de manera extensa con referencia a la fig. 9, el control de fase, en este caso, se efectúa en una etapa 41 de control de fase que tiene amplificadores proporcionales 58, 59 por medio de los cuales se obtiene una tensión de control de fase, mezclando la componente del espectro de los diseños de impulsos periódicos derivados desde los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' con la referencia de fase de una fuente 130 de referencia de fase, que se describirá en lo que sigue en los detectores de fase 62, 63  
15 formados como interruptores electrónicos.

20 El ajuste de amplitud se efectúa similarmente del mismo modo que en la fig. 9 en la etapa 42 de control de amplitud que incluye el amplificador 65 de control inverso, haciendo uso de la referencia de amplitud emitida desde  
25 el atenuador 72 conectado a la fuente de tensión continua

27.12.72

409091

18



mientras que, combinando las señales de salida desde las etapas 42 de control de amplitud de cada canal de salida en el dispositivo combinador 45, la señal de salida ecualizada en fase y en amplitud es derivada desde el sistema de ecualización automático. Como para la ecualización adaptativa durante la transmisión de los impulsos de información, las tensiones de control de fase y de amplitud son controladas de nuevo continuamente y no son almacenadas en circuitos de almacenamiento, como ocurre en el caso de la ecualización con ajuste previo, los interruptores electrónicos 75, 76, 77 de la fig. 9 se omiten en este sistema.

Para la ecualización adaptativa, la fuente 130 de referencia de fase en el sistema descrito, está formada como un generador de impulsos pseudo-aleatorios y un oscilador local asociado 131 de frecuencia de reloj que está sincronizado por el generador 33 de impulsos pseudoaleatorios en el extremo transmisor y que tiene la misma estructura. En la figura, los elementos del generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios, correspondientes a los del generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios en el extremo transmisor tienen los mismos números de referencia pero provistos de índices.

Para sincronización del generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios, este generador está incluido en un dispositivo de control de fase que comprende un detector

27:12:72

- 110 -

409091

18



de fase 132 conectado al generador de impulsos pseudo-alea-  
torios a través de un circuito integrador 133 que tiene una  
constante de tiempo mayor que el período de repetición de  
un diseño de impulsos para la corrección automática en fase  
5 y está conectado a un miembro 134 determinador de frecuen-  
cias del oscilador local 131. Por ejemplo, la constante de  
tiempo del circuito integrador 133 es de 0,5 segundos. La  
señal transmitida que, como ya se explicó, está constituida  
por la combinación de los impulsos de información procedentes  
10 de la fuente de impulsos 1 y la señal de ajuste procedente  
del generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios, es aplicada  
como señal de control al detector de fase 132. La señal de  
control puede derivarse desde la entrada del analizador de  
frecuencias 35 o desde la salida del dispositivo combinador  
15 35.

A pesar de la presencia de la señal de infor-  
mación en la señal de control, no existe sustancialmente in-  
fluencia alguna de la señal de control derivada desde el  
circuito integrador 133. Cuando se supone, por una parte,  
20 que la señal de información está representada por  $u(t)$  y el  
diseño de impulsos empleado como señal de ajuste está repre-  
sentado por  $v(t)$  y, por otra parte, que el diseño de impulsos  
obtenido localmente está representado por  $v(t - \tau)$ , en donde  
 $\tau$  es el retardo de tiempo del diseño de impulsos local con  
25 relación al diseño de impulsos generado en el extremo trans-

27.12.72



misor, se producirá una tensión del valor

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{kT} [u(t) + v(t)] v(t - \tau) dt = \\
 5 \quad & = \int_0^{kT} u(t) \cdot v(t - \tau) dt + \int_0^{kT} v(t) v(t - \tau) dt,
 \end{aligned}$$

10 en la salida del circuito integrador 133, en el que el límite de integración  $kT$  es considerablemente mayor que el período de repetición de la señal de ajuste, por ejemplo, un factor de 1000.

15 Como  $u(t)$  y  $v(t)$  no están correlacionados en principio, la primera integral del miembro lateral de la derecha es sustancialmente 0 para todos los valores de  $\tau$  de modo que se produce una tensión de salida del valor

$$\int_0^{kT} v(t) v(t - \tau) dt$$

20 que depende exclusivamente de los diseños de impulsos desplazados en fase mutuamente  $v(t)$  y  $v(t - \tau)$  en la salida del circuito integrador 133 y provoca una sincronización exacta del generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios controlando el miembro 134 de determinación de la frecuencia.

25 En la realización dada, se producirá una tensión de salida

409091



5 en, por ejemplo, el condensador de integración 133 en función del retardo de tiempo mutuo de los dos diseños de impulsos  $v(t)$  y  $v(t - \tau)$  que, partiendo desde un valor máximo al coincidir los dos diseños de impulsos ( $\tau = 0$ ) en el caso de un aumento del retardo de tiempo mutuo disminuirá hasta un período de reloj  $T$ , y luego asumirá un valor constante en el caso de un nuevo aumento del retardo de tiempo  $\tau$ .

10 Sin ser influenciado por la señal de información transmitida, el generador de impulsos pseudo-aleatorios empleado como fuente 130 de referencia de fase para generar las tensiones de control de fase para la etapa 41 de control de fase será sincronizado exactamente en su fase por la señal de ajuste cotransmitida. De igual modo, las señales de información dejadas pasar por los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' de acuerdo con el efecto de correlación dado no proporcionarán sustancialmente contribución alguna a la formación de las tensiones de control de fase en los filtros 60, 61 de pasabajos para la etapa 41 de control de fase, de modo que el ajuste correcto del sistema de ecualización adaptativa presente no resulta influenciado notablemente por la señal de información.

20 En la realización práctica, se ha encontrado ventajoso con fines de ajuste proporcionar un filtro de selección 142 que incorpore un corrector de fase entre la salida del generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios y los detec-

27.12.72



tores de fase 62, 63 para seleccionar, sin error de fase, la componente de frecuencia pertinente a partir del espectro de frecuencia de la señal de salida desde el generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios. Particularmente, los filtros de selección 142 que incorporan los correctores de fase pueden estar formados como el analizador de frecuencias 35 al que ya se ha hecho referencia en lo que antecede de manera extensiva.

5  
10  
15  
20  
25

Junto con su función como fuente de referencia de fase 130, el generador de impulsos pseudo-aleatorios se emplea también para una considerable supresión de la señal de ajuste que, de igual modo, ocurre en el dispositivo de combinación 45. Este propósito se consigue de manera sencilla aplicando también la señal de salida desde el generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios a través de un filtro 136 de pasabajos adecuado y un corrector de fase asociado 137, a un productor 135 de diferencia conectado al dispositivo combinador. Como para el control de fase del generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios, así como de la etapa 41 de control de fase no existe sustancialmente influencia alguna debida a la señal de información, las componentes de la señal de ajuste que permanecen todavía en la salida del productor 135 de diferencia pueden atenuarse de nuevo sin perturbar el funcionamiento satisfactorio del sistema de actualización atenuando el diseño de impulsos del ge

409091



nerador 33 de impulsos pseudo-aleatorios en el extremo transmisor (fig. 25) con relación a los impulsos de salida procedentes del generador de impulsos 1. En particular, esto se consigue incluyendo un atenuador 138 con un factor de atenuación de, por ejemplo, 10 dB entre el generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios y el dispositivo combinador 122 al tiempo que ha de incluirse un atenuador correspondiente 139 en el extremo transmisor, en el conductor de conexión entre el generador de impulsos pseudo-aleatorios 130 y el productor de diferencia 135. Como tal, esta operación tiene la ventaja adicional de que la energía requerida para la transmisión de la señal de ajuste puede reducirse.

De acuerdo con otra realización del sistema de ecualización adaptativo representado en las figs. 25 y 26 se ha encontrado que puede reducirse aún más la ya ligera influencia de las señales de información sobre el ajuste correcto del sistema de ecualización haciendo uso en el extremo transmisor de una transformación de señales adecuada de las señales procedentes de la fuente de impulsos en un dispositivo 140 de transformación de señales antes del dispositivo 122 de combinación, mientras que en el extremo receptor, se incluye un dispositivo 141 de transformación de señales a la inversa después del dispositivo combinador 45 para recuperar los impulsos transmitidos por la fuente de impulsos 1.

Las figs. 28 y 31 muestran algunas realizaciones



muy ventajosas de tales dispositivos 140 de transformación de señales, y las figs. 29 y 39 representan los dispositivos de transformación de señal a la inversa correspondientes que se describirán a continuación más detalladamente con referencia a los diagramas de frecuencias adjuntos de las figs. 30 y 33.

Para reducir las influencias de las señales procedentes de la fuente de impulsos 1 sobre el ajuste del sistema de ecualización automático, se efectúa una supresión de componentes de frecuencia independientes en el espectro de frecuencia transmitido de la fuente de impulsos 1 en el dispositivo transformador de señales 140 ilustrado en la fig. 28, cuyas componentes coinciden con las componentes de frecuencia de los diseños de impulsos periódicos del generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios. Justamente, estas componentes del espectro de frecuencia de la fuente de impulsos 1 son las que más fuertemente influyen sobre el ajuste del sistema de ecualización automático.

Para este propósito, el dispositivo 140 de transformación de señales incluye un convertidor de espectro 143 de la clase señalada por III en la fig. 23, que comprende un productor de diferencia 144 al cual se aplican los impulsos emitidos desde la fuente de impulsos 1 por una parte directamente y por otra parte a través de un circuito de retardo 145 que tiene un tiempo de retardo que es igual a un



409091

número entero de veces el período de repetición de los diseños de impulsos periódicos de  $15T$  generados por el generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios. Particularmente, el circuito de retardo 145 está  
5 constituido por un registro de desplazamiento que tiene 15 elementos de registro de desplazamiento cuyos contenidos están desplazados por los impulsos de reloj del distribuidor de tiempo 12 a través del conductor 7.

10 Totalmente de la misma forma que en la fig. 23, la envolvente del espectro de frecuencia de la señal de salida procedente del productor de diferencia 144 exhibirá una variación sinusoidal que, para la relación dada del tiempo de retardo de  $15T$  viene dada por la fórmula  $\text{sen} 7.5 \omega T$ , cuyos puntos, ceros  
15 coinciden exactamente con las componentes del espectro de las señales de salida procedentes del generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios.

20 Cuando la fig. 30a representa el espectro de frecuencia de la señal de salida procedente del generador de impulsos pseudo-aleatorios 33 después del filtro 2, la fig. 30b ilustra la envolvente de la señal derivada desde el dispositivo de transformación de señales 140, igualmente después de pasar por el filtro  
25 2, mientras que la fig. 30c representa el diagrama de



frecuencias de la suma de estas señales que se obtiene después de combinación en el dispositivo combinador 122 y después de pasar a través del filtro 22.

5 Tanto cuando se generan las tensiones de control para el generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios en el extremo receptor como para la etapa 41 de control de fase del canal de salida del analizador de frecuencia 37, debido a la considerable reducción de las componentes procedentes de la fuente de impulsos 1 en el área  
10 de y en la proximidad de las componentes del espectro de la señal de ajuste (compárese la fig. 30c), las ya ligeras contribuciones de estas componentes procedentes de la fuente de impulsos 1 a las señales de salida de los filtros 133, 60, 61 de pasabajos serán atenuadas todavía más,  
15 lo que tiene como resultado en una nueva reducción considerable de la influencia del ajuste del sistema de equalización automático adaptativo.

Con el fin de recuperar las series de impulsos binarios procedentes de la fuente de impulsos 1 en  
20 el dispositivo 141 de transformación de señales a la inversa de manera sencilla a partir de las señales de impulsos pseudo-ternarios obtenidas en el extremo transmisor al tiempo que se hace uso del convertidor de espectro 143 descrito en el dispositivo de transformación de señales 140, el dispositivo de transformación de señales 140 incluye un suma-  
25

409091

18 ENCL.



5 dor 149 de módulo 2 cuya salida está conectada a través del circuito de retardo 145 a una entrada y también al productor de diferencia 144, mientras que la otra entrada del sumador 149 de módulo 2 está conectada a través del conductor 150 a la fuente de impulsos 1. Cuando se emplea este sumador 149 de módulo 2, se encuentra que el convertidor 141 de señales a la inversa puede estar formado por un sencillo rectificador de onda completa, como se representa diagramáticamente en la fig. 29.

10 La fig. 31 representa otra realización de un dispositivo de transformación de señales 140 en el que la reducción de la influencia de las señales procedentes de la fuente de impulsos 1 sobre el ajuste del sistema de ecualización automático se efectúa de acuerdo con un principio diferente. Más particularmente, se utiliza en este caso la propiedad del espectro de línea dado por una serie de impulsos, que depende de la irregularidad de ocurrencia de los impulsos en la serie creciente de impulsos y, por tanto, el impulso que más se aproxima al carácter de una  
15 señal de ruido aumenta el número de componentes del espectro de línea dando como resultado una disminución correspondiente de la energía y, por tanto, de la amplitud de cada una de las componentes del espectro de líneas debido a que la energía transmitida en su totalidad permanece esencialmente constante.  
20  
25.

409091

18 ENE.



Haciendo uso de este principio con el fin de reducir la influencia de las señales procedentes de la fuente de impulsos 1 sobre el ajuste del sistema de equalización automático, el dispositivo de transformación de señales 140 está conectado a la fuente de impulsos 1 que está formada, para este propósito, como un generador 151 de impulsos pseudo-aleatorios de la clase indicada en las figs. 25 y 26 con 33 y 130, respectivamente. Particularmente, el generador 151 de impulsos pseudo-aleatorios incluye un registro 152 de desplazamiento de realimentación que tiene elementos de registro de desplazamiento 153, 154, 155, 156 ... 157 cuya salida está conectada a la entrada del registro de desplazamiento 152 a través de un sumador 158 de módulo 2 conectado igualmente a la salida del elemento 155 de registro de desplazamiento con ayuda de un sumador 159 de módulo 2 que es alimentado a través del conductor 150 por los impulsos procedentes de la fuente de impulsos 1, mientras que los impulsos de salida procedentes del sumador 159 de módulo 2 son derivados desde un conductor 160. Los contenidos de los elementos de registro de desplazamiento 153-157 son desplazados entonces por impulsos de reloj procedentes del conductor 7 conectado al distribuidor de tiempo 12.

Matemáticamente, puede demostrarse que utilizando un generador de impulsos 151 de esta clase, la irre

27.12.72

409091



gularidad de ocurrencia de los impulsos transmitidos es  
aumentada progresivamente con el número de elementos de  
registro de desplazamiento. Particularmente, este cre-  
cimiento de la irregularidad de ocurrencia de los impul-  
5 sos transmitidos sigue al aumento del período de repeti-  
ción del generador de impulsos pseudo-aleatorios 151 que,  
como ya se explicó, viene dado por la fórmula  $2^n - 1$ , donde  
n. es el número de elementos de registro de desplazamiento.

Con fines de ilustración del efecto descri-  
10 to en lo que antecede, las figs, 33a y 33b representan algu-  
nos diagramas de frecuencia a escala para el caso en que el  
generador 151 de impulsos pseudo-aleatorios tiene cuatro  
elementos de registro de desplazamiento. Por ejemplo, la  
fig. 33a representa el espectro de línea de las señales de  
15 impulsos aplicadas a la entrada del generador 151 de im-  
pulsos pseudo-aleatorios mientras que la fig. 33b represen-  
ta el espectro de líneas de la señal de salida procedente  
del generador 151 de impulsos pseudo-aleatorios.

Como resulta evidente por estos diagramas de  
20 frecuencia, el número de componentes del espectro de las se-  
ñales de impulsos transmitidas es incrementado en medida  
considerable, particularmente en un factor de  $2^4 - 1 = 15$ ,  
correspondiente a una reducción de la energía de cada una  
de las componentes del espectro en un factor de 15 y de la  
25 amplitud por un factor de  $\sqrt{15} = 3,88$ . En el uso práctico de

409091



este dispositivo de transformación de señales se utiliza un número considerablemente mayor de elementos de registro de desplazamiento, por ejemplo, 20 en el generador de impulsos pseudo-aleatorios.

5 De igual modo que en el dispositivo 141 de transformación de señales representado en la fig. 29, la influencia del sistema de ecualización automático de adaptación se reduce en medida considerable por las señales procedentes de la fuente de impulsos 1, a saber en este caso también se cumple que para generar las tensiones de control para el generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios en el extremo receptor y para la etapa 41 de control de fase del canal de salida 37 del analizador de frecuencias 35, la considerable reducción de amplitud de las componentes del espectro de frecuencia transformado de la fuente de impulsos 1 en la zona y en la proximidad de las componentes del espectro de la señal de ajuste, atenúa todavía más las ya ligeras contribuciones de estas componentes del espectro de impulsos transformado a las señales de salida procedentes de los filtros de pasabajos 133, 60, 61.

10

15

20

La fig. 32 representa el dispositivo 141 de transformación de señales inversas, que realiza el tratamiento de señales inversas sobre las señales de salida procedentes del sistema de ecualización después de una posible formación de impulsos con el fin de recuperar los impulsos trans

25

409091



mitidos por la fuente de impulsos 1. Para este fin se  
emplea un dispositivo que tiene un registro de despla-  
zamiento 151' como en los dispositivos 140 de transfor-  
mación de señales del extremo transmisor, cuyo registro  
5 de desplazamiento, aparte de por carecer de realimentación,  
está formado de manera idéntica que el dispositivo 140  
de transformación de señales del extremo transmisor. En  
este caso, las señales de salida procedentes del sistema de  
eualización automático se aplican a través del conductor  
10 161 a la entrada del dispositivo 141 de transformación  
de señales inversas, mientras que los impulsos de despla-  
zamiento procedentes del registro de desplazamiento 152  
son derivados desde el conductor 31 (véase la fig. 2) co-  
nectado al distribuidor de tiempo 29.

15 Los elementos correspondientes a los del  
dispositivo 140 de transformación de señales del extremo  
transmisor, tienen los mismos números de referencia pero  
provistos de índices. Como el dispositivo 141 de trans-  
formación de señales inversas está constituido de la mis-  
20 ma forma que el dispositivo 140 de transformación de seña-  
les del extremo transmisor, a excepción de que se omite  
la realimentación, el dispositivo 141 de transformción  
de señales inversas realizará exactamente el tratamiento  
de las señales inversas de modo que los impulsos transmi-  
25 tidos por la fuente de impulsos se derivan desde el con-

409091



ductor de salida 160' del sumador 159' de módulo 2 que es alimentado por los impulsos de entrada y los impulsos de salida procedentes del registro de desplazamiento 152'.

5 En el sistema descrito, el dispositivo 140 de transformación de señales antes mencionado realiza una reducción muy eficaz de la influencia de las señales procedentes de la fuente de impulsos 1 sobre el ajuste de este sistema de ecualización adaptativa debido a que se obtiene una acción progresiva al ser reducida, por las señales procedentes de la fuente de impulsos 1, la influencia del ajuste del generador 130 de impulsos pseudo-aleatorios locales y la de la etapa 41 de control de fase de los canales 37 del analizador de frecuencias 35 es reducida, simultáneamente, por las señales procedentes de la fuente de impulsos 1. Una  
10 característica particular del sistema de ecualización adaptativa de acuerdo con el invento es que la influencia sobre el ajuste se reduce al mínimo mediante las señales procedentes de la fuente de impulsos 1.  
15

La fig. 34 y la fig. 35 muestran otra realización para ecualización adaptativa con el transmisor representado en la fig. 34 y el receptor ilustrado en la fig. 35, en la que, junto con los impulsos de información de la fuente de impulsos 1, se transmiten como señal de ajuste los impulsos de un generador 33 de diseño de impulsos de ensayo. En  
20 la forma ya descrita con referencia a la fig. 14 se obtiene  
25

409091



una importante mejora del sistema de ecualización, por una parte, haciendo los puntos de conexión sucesivos de los circuitos de compensación 38-40 del circuito de retardo 36, iguales al período de reloj T y, por otra parte, se condigue una mejora considerable de la característica de ecualización por una estabilización de fase del generador 130 de diseño de impulsos de ensayo local a la mitad de la frecuencia de reloj de la señal de impulsos de ensayo recibida, tal que la desviación en fase entre esta componente de frecuencia entre el canal de salida 177 conectado al analizador de frecuencias 35, y la del diseño de impulsos de ensayo local sea, sustancialmente, un número entero k de veces el desplazamiento de fase  $\pi$ , siendo k = 0, 1, 2, 3.

De igual modo que en el transmisor de la fig. 25, el generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios, está provisto de un registro de desplazamiento 191 de realimentación que, en la realización dada está constituido por tres elementos de registro de desplazamiento 192, 193, 194, cuyos contenidos son desplazados por impulsos de desplazamiento y en el que la salida del registro de desplazamiento 191 es realimentada a su entrada, a través de un sumador 195 de módulo 2, incluido entre los elementos de registro de desplazamiento 192, 193. Cuando, al conectar el generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios, un impulso emitido desde una fuente 129 de impulsos de puesta en marcha es aplicado



409091

a la entrada del registro de desplazamiento 191, el registro de desplazamiento 191 comenzará a generar diseños de impulsos como resultado de la realimentación con un período de repetición recurrente que es igual a  $2^n - 1$  períodos de los impulsos de desplazamiento de fase, en donde  $n$  representa el número de elementos de registro de desplazamiento.

Con el fin de asegurar la mitad de la frecuencia de reloj en el espectro de diseño de impulsos pseudo-aleatorios transmitido ocurre con intensidad suficiente, los impulsos de salida procedentes del registro 191 de desplazamiento de realimentación son aplicados a una puerta Y (disyuntiva) 196, con impulsos periódicos a la mitad de la frecuencia de reloj derivada desde un divisor de frecuencia 197 conectado al conductor 7 de impulsos de reloj y que tiene un factor divisor de 2, cuyo divisor de frecuencia 197 proporciona también los impulsos de desplazamiento del registro 191 de desplazamiento de realimentación. En el diagrama de tiempos de la fig. 37a, se representan los impulsos de salida de la puerta Y 196 durante un período del diseño de impulsos pseudo-aleatorios, con fines de ilustración.

La puerta Y 196 constituye un modulador de amplitud en el que la mitad de la frecuencia de reloj constituye la portadora y la señal de modulación está constituida por los impulsos de salida desde el registro de desplazamiento 191

409091



ENE. 1973

de realimentación, que tienen un espectro que a la mitad de la frecuencia de reloj tiene un punto 0 espectral como resultado de la frecuencia de desplazamiento de la mitad de la frecuencia de reloj. En la señal de salida de la puerta Y 196 que funciona como modulador de amplitud, la modulación de amplitud hace que la oscilación de portadora constituida por la mitad de la frecuencia de reloj ocurra con gran intensidad, como se ilustra por la flecha F de línea de trazos en el diagrama de frecuencias de la fig. 37b. En la realización dada, la mitad de la frecuencia de reloj constituye la frecuencia más alta transmitida del diseño de impulsos pseudo-aleatorios transmitido.

Antes de que el diseño de impulsos pseudo-aleatorios sea combinado con los impulsos de formación en el dispositivo combinador 122 a través del atenuador 138, se ha encontrado en la práctica que es ventajoso emplear una corrección del espectro del diseño de impulsos pseudo-aleatorios en un corrector de espectro 198, por ejemplo un circuito de atenuación dependiente de la frecuencia, con el fin de obtener el espectro de frecuencia plano transmitido conjuntamente con los impulsos de información y que se representa mediante las flechas de línea llena en la fig. 37b.

La fig. 35 muestra un receptor cooperante con el transmisor de la fig. 34, que está formado como una modificación de receptor ilustrado en la fig. 14. Los elemen-

409091

18 ENE.



tos correspondientes a los de la fig. 14a tienen los mismos números de referencia.

El control de fase, en este caso, se efectúa en la forma ya descrita con referencia a la fig. 14. Particularmente, el canal de salida 37 está provisto de una etapa de control de fase 41 que incluye amplificadores de control proporcional 58, 59, mientras que las tensiones de control para los amplificadores de control 58, 59 se obtienen comparando la componente del espectro de la señal de impulsos de ensayo recibida derivada desde los filtros de paso de banda secundaria 38, 40, 47; 38', 40', 47' en un detector de fase 62, 63 con las componentes correspondientes del espectro de un diseño de impulsos de ensayo local seleccionado, posiblemente en los filtros de selección 142, emitidas desde un generador 33' de diseño de impulsos de ensayo local de la fuente 130 de referencia de fase que se describirá en lo que sigue; el canal de salida 177, que deja pasar la mitad de la frecuencia de reloj de la señal de impulsos de ensayo, no incluye una etapa de control de fase debido a que la sincronización de fase del generador 33' de diseño de impulsos de ensayo local asegura que, del mismo modo que en el receptor de la fig. 14, la diferencia de fase mutua entre la componente de frecuencia de la mitad de la frecuencia de reloj de la señal de impulsos de ensayo recibida en el canal de salida 177 y la componente pertinente de la fuente 130 de referencia

27.12.72

409091

18 ENE. 1973



de fase, es igual a  $k\pi$ , siendo  $k = 0,1,2,3$ .

El ajuste de amplitud de los canales de salida se efectúa también en forma similar a la ilustrada en la fig. 14, en las etapas 42 de control de amplitud que incluyen los amplificadores de control inverso 65, en los que se obtienen las tensiones de control de amplitud, mientras se utiliza una fuente 71 de tensión continua como referencia de amplitud. Una combinación de las señales de salida procedentes de los canales de salida 37, 177 en un dispositivo combinador 45 produce la señal de salida procedente del sistema de ecualización, en el que, en la forma ya descrita con referencia a la fig. 26, los impulsos de información ecualizados se obtienen a través de un productor de diferencia 135 y un dispositivo 141 de transformación de señales, que se describirá en lo que sigue. Como para la ecualización adaptativa dada las tensiones de control de fase y de amplitud se controlan nuevamente en forma continua durante la transmisión de las señales de información, y no son almacenadas en circuitos de almacenamiento, como ocurre en el caso de la ecualización previamente ajustada, se omiten en este sistema los interruptores electrónicos 75, 76, 77, 184 de la fig. 1.

Como se ilustra diagramáticamente y con mayor detalle en la fig. 36 para el receptor que utiliza la ecualización adaptativa, la fuente 130 de referencia de fase em-



pleada incluye un generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios de la misma estructura que el extremo transmisor, así como un circuito 199 de control de fase que, junto con el generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios, constituye un bucle de estabilización de fase. En la figura, los elementos del generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios, correspondientes a los del generador 33 de impulsos pseudo-aleatorios del extremo transmisor, se designan con los mismos números de referencia provistos de índices.

10                    Junto con su función en la fuente de referencia de fase, el generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios se utiliza también para conseguir una gran supresión de la señal de ajuste, como ocurre en el dispositivo combinador 45, en forma de diseño de impulsos pseudo-aleatorios. Este propósito se consigue de manera sencilla aplicando al productor de diferencia 135, conectado al dispositivo combinador 45, también, la señal de salida procedente del generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios, a través de un atenuador 139 y un filtro de pasabajos adecuado que está combinado con un corrector de espectro a un circuito 136 y un corrector de fase 137. En ese caso, los impulsos de información ecualizados se obtienen en la salida del dispositivo 141 de transformación de señales inversas con una gran supresión de la señal de ajuste.

25                    En forma totalmente similar a la descrita en

409.091

409091



lo que antecede con referencia a la fig. 14, la sincronización de fase del generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios local provoca la desviación de fase entre la componente de frecuencia de la mitad de la frecuencia de reloj de la señal de ajuste recibida en el canal de salida 177 y la componente de frecuencia correspondiente del diseño 33' de impulsos pseudo-aleatorios local que ha de ser llevada a, sustancialmente, el valor  $k\pi$ , siendo  $k = 0, 1, 2, 3$ , lo que se consigue de nuevo aplicando la componente de frecuencia de la mitad de la frecuencia de reloj derivada desde el canal de salida 177 a través del conductor de control 181 y el circuito 182 de control de fase del generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios local. Se asegura también que el diseño de impulso pseudo-aleatorios local y el diseño de impulsos pseudo-aleatorios recibido ocupan, mutuamente, la posición correcta en el tiempo, utilizando impulsos de ajuste que se derivan desde la frecuencia de repetición seleccionada del diseño de impulso pseudo-aleatorios recibido, por ejemplo, como en la fig. 14 del canal de salida 37. En este caso, la señal de salida procedente del filtro de paso de banda secundaria, 38, 40, 47 del canal de salida 37 no se usan directamente, como en el caso de la fig. 14, sino que las tensiones de control de fase de los detectores de fase 62, 63 asociados con este canal de salida 37 son conectadas para este propósito a través de conductores 200, 201 al

27.12.72

409091



circuito 199 de control de fase.

En el control de fase y en el ajuste de fase descritos del generador 130 de impulsos pseudo-alea-  
torios local para la ecualización adaptativa similar a  
5 la ecualización del tipo de ajuste previo descrita con  
referencia a la fig. 14, el efecto notable y sorprendente  
que se cumple es que las características de ecualización  
resultan mejoradas en medida considerable, o, inversamen-  
te, puede reducirse el número de canales de salida en el  
10 caso de que las características de ecualización permanezcan  
invariables. Asimismo, en este caso, las curvas Y' y Z' son  
aplicables para las características de ecualización obte-  
nidas, cuyas curvas se representan en las figs. 15a y 15b.

La fig. 36 ilustra con mayor detalle la fuer-  
15 te de referencia de fase 130 que está provista del genera-  
dor 33' de impulsos pseudo-aleatorios así como el circuito  
de control de fase 199 en forma de bucle de estabilización  
de fase que incluye, sucesivamente, un detector de fase 202,  
un filtro de pasabajos 203 y un miembro 204 de determinación  
20 de la frecuencia de un generador de impulsos de desplaza-  
miento 205 de la mitad de la frecuencia de reloj, por ejem-  
plo, un condensador ajustable, mientras que la salida del  
generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios puede conectar-  
se a través de un filtro de selección 206 que sirve para la  
25 selección de la mitad de la frecuencia de reloj, al detector

27.12.72

- 132 -

409091



de fase 202. Cuando el filtro de paso de banda secundaria 38, 40, 47 del canal de salida 177 está conectado a través del conductor de control 181 al detector de fase 202, ocurrirá la diferencia de fase fija deseada de  $k\pi$ ,  
5 siendo  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$  entre las componentes de frecuencia de la mitad de la frecuencia de reloj del canal de salida 177 y en el generador 33' de impulsos pseudo-aleatorios local con independencia de las propiedades de la trayectoria de transmisión, debido al circuito 182 de desplazamiento de fase en  $\pi/2$  en el conductor de control 181. El  
10 funcionamiento del bucle de estabilización de fase descrito se ha explicado ya ampliamente con referencia a la fig. 14 y no necesita explicarse de nuevo en lo que sigue.

Con el fin de asegurar el posicionamiento  
15 correcto en el tiempo entre el diseño de impulsos pseudo-aleatorios recibido y el diseño de impulsos pseudo-aleatorios generado localmente, una etapa 207 de ajuste de fase provista de dos canales 208, 209 dispuestos en paralelo, está incluida entre el generador 205 de impulsos de desplazamiento de la mitad de la frecuencia de reloj y el ge-  
20 nerador 33' de impulsos pseudo-aleatorios, incluyendo cada canal 208, 209, una puerta de selección en forma de una puerta Y 210, 211 y un inversor 212 en el canal 208 en el que se aplican impulsos de ajuste a las puertas Y 210, 211  
25 emitidos desde un generador 213 de impulsos de ajuste con-

409.091

409091



trolado a través de los conductores 200, 201 por las tensiones de control de fase de los detectores de fase 62, 63. Más particularmente, el generador 213 de impulsos de ajuste tiene dos interruptores de decisión 214, 215 conectados a los conductores 200, 201, en los que se obtienen los impulsos con una frecuencia de repetición más baja que la frecuencia de repetición de los diseños de impulsos pseudo-aleatorios por división de frecuencia en un divisor de frecuencias de los impulsos procedentes del generador 205 de impulsos de desplazamiento. Además, el generador 213 de impulsos de ajuste incluye puertas de selección en forma de puertas Y 217, 218 conectadas a los interruptores de decisión 214, 215 en las que cada salida de las puertas de selección está conectada a una entrada de la puerta Y 210, 211 de la etapa 207 de ajuste de fase. Un dispositivo de umbral precede al interruptor de decisión 214 en la realización dada, mientras que la salida del interruptor de decisión 215 y la de la puerta Y 218 se conectan a través de inversores 220, 221, respectivamente, a la puerta Y 217 del generador de impulsos de ajuste 213 y a la puerta Y 211 de la etapa 207 de ajuste de fase.

En el generador 213 de impulsos de ajustes descrito se hace uso de la propiedad de las dos tensiones de control de fase de los detectores de fase 62, 63 que dan una indicación determinada a través de los conductores 200,

27.12.72

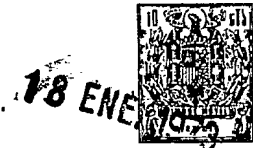
409091



201 de la posición mutua en el tiempo entre los diseños de impulsos pseudo-aleatorios recibido y generado localmente. Particularmente, en el caso de la posición mutua deseada en el tiempo de los diseños de impulsos pseudo-aleatorios recibido y generado localmente, la tensión de control de fase del detector de fase 62 conectado a través del conductor 200 al interruptor de decisión 214 superará a la tensión de umbral para el dispositivo de umbral 219, lo cual tiene el resultado de que el interruptor de decisión 214 no deja pasar impulsos del divisor de frecuencia 216, las puertas Y 217, 218 permanezcan bloqueadas y los impulsos de desplazamiento procedentes del generador 205 de impulsos de desplazamiento pueden alcanzar el registro de desplazamiento 191 sin obstáculos a través de la puerta Y 211 que está conectada a través del inversor 221 a la salida de la puerta Y 218 bloqueada.

Si no ocurre la posición mutua deseada en el tiempo entre los dos diseños de impulsos pseudo-aleatorios, la tensión de control de fase a través del conductor 200 queda situada por debajo del valor de umbral del dispositivo de umbral 219 y los impulsos procedentes del distribuidor de frecuencias 216 son aplicados a través del interruptor de decisión 214 a las dos puertas Y 217, 218 al tiempo que el interruptor de decisión 215 deja pasar o

409091



no los impulsos procedentes del divisor de frecuencias 216 dependiendo de la polaridad de la tensión de control de fase aplicada a través del conductor 201, lo que indica si la posición en el tiempo de diseño de impulsos pseudo-aleatorios generado se anticipa o se retrasa con relación al diseño de impulsos pseudo-aleatorios recibidos.

En el caso de un retraso del diseño de impulsos pseudo-aleatorios generado, el interruptor de decisión 215 no dejará pasar impulsos desde el divisor de frecuencias 216, la puerta Y 217 conectada a través del inversor 220 a la salida del interruptor de decisión 215 produce un impulso de salida y la puerta Y 210 de la etapa 207 de ajuste de fase proporciona un impulso de desplazamiento adicional para el registro de desplazamiento 191. Durante los períodos de repetición subsiguientes de los impulsos desde el divisor de frecuencias 216, el proceso descrito se repite hasta que el diseño de impulsos pseudo-aleatorios generado es puesto en la posición de tiempo deseada.

Inversamente, en el caso de anticipación del diseño de impulsos generado, los impulsos procedentes del divisor de frecuencias 216 serán dejados pasar por el interruptor de decisión 215, la puerta Y 218 proporciona un impulso de salida y la puerta Y 211 de la etapa de ajuste de fase 207 suprime, durante períodos de repetición sucesivos de los impulsos procedentes del divisor de frecuencias 216,

409091



un impulso de desplazamiento desde el generador de impulsos de desplazamiento 205 al registro de desplazamiento 191' hasta que el diseño de impulsos pseudo-aleatorios generado es llevado a la posición deseada en el tiempo.

Así, en el sistema representado con detalle en la fig. 36, el diseño de impulsos pseudo-aleatorios generado es llevado a la posición deseada en el tiempo de manera simultánea con estabilización en fase deseada a la mitad de la frecuencia de reloj del diseño de impulsos pseudo-aleatorios recibido.

Las ventajas especiales del sistema de ecualización automático en sus realizaciones de ajuste previo y de adaptación se describieron ya ampliamente en lo que antecede, pero puede utilizarse alternativamente este sistema para aprovechar el tipo de ecualización previa en el que las señales transmitidas se reciben una deformación previa en fase y en amplitud de valor tal que resulten compensadas de manera precisa por la característica fase-frecuencia y la característica amplitud-frecuencia de la trayectoria de transmisión. Para este fin, este tipo de sistema de ecualización automático tiene dos analizadores de frecuencias separados, a saber uno en el extremo transmisor y uno en el extremo receptor, en los que los comparadores de fase y de amplitud y la fuente de

409091



referencia asociada para generar las tensiones de control de fase y de amplitud están incorporados en el extremo receptor y las etapas de control de fase y de amplitud están incorporadas en el extremo transmisor, en los canales de salida del analizador de frecuencias, cuyas etapas de control son controladas por las tensiones de control de fase y de amplitud transmitidas desde el extremo receptor, por ejemplo, a través de un circuito de retorno independiente desde el transmisor al receptor haciendo uso de un método de transmisión como la modulación de frecuencia que depende en pequeña medida de la trayectoria de transmisión.

Asimismo, para la construcción de los distintos tipos de ecualización, tal como la ecualización de ajuste previo, la de adaptación y la previa, se encuentra que no existe limitación en absoluto para el sistema de ecualización automático de acuerdo con el invento.

El invento ha revelado un nuevo camino en el campo de la ecualización automática que puede calificarse como importante progreso técnico en sus distintos aspectos, como resulta evidente de las extensas consideraciones anteriores. Una característica particular es la ocurrencia simultánea de las ventajas notables para las ecualizaciones automáticas, particu-

27.12.72

409091



larmente un período de captación mínima, un funcionamiento estable incluso para trayectorias de transmisión de muy mala calidad, la posibilidad de uso universal para los distintos tipos de ecua  
5 lización automática y la falta de limitaciones en el empleo de los diferentes tipos de señales pero, además, también las ventajas que hacen la realización práctica sumamente atractiva, tal como la sorprendentemente sencilla estructura que es espe-  
10 cialmente adecuada para construcción en técnicas digitales e integración en cuerpos semi-conductores, en los cuales también se presentan nuevas simplificaciones en la adaptación a las propiedades de la trayectoria de transmisión.

15 La presente solicitud que corresponde a las presentadas en Holanda, con fecha 1 de Diciembre de 1.971, bajo el número 71.16476 y 4 de Octubre de 1.972, bajo el número 72.13388, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto  
20 sobre Propiedad Industrial.

27.12.72

409091



REIVINDICACIONES

5

10

Los puntos de invención, propia y nueva, que se presentan para que sean objeto de esta solicitud de Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los siguientes:

15

1.- Un sistema para la ecualización automática de la característica de transmisión constituida por la característica amplitud-frecuencia y la característica fase-frecuencia de una banda de transmisión asociada con un circuito de transmisión ocupado para la transmisión de señales de información, caracterizado por la combinación de las siguientes características: un analizador de frecuencias para dividir la banda de transmisión en un número de bandas secundarias de frecuencia que comprende un circuito de retardo y varios canales de salida dispuestos en paralelo, cada uno de los cuales incorpora un filtro de paso de banda secundaria, cuyos filtros de paso de banda secundaria están constituidos por la conexión de cada

20

*Rey*

25

27.12.72

409091



canal de salida a través de varios circuitos compensa-  
dores, a puntos que tienen distintos retardos de tiem-  
po en un circuito de retardo, mientras que se derivan  
bandas secundarias de frecuencia, divididas en frecuen-  
5 cia, desde los canales de salida dispuestos en parale-  
lo; los filtros de paso de banda secundaria en los ca-  
nales de salida del analizador de frecuencias constituy-  
en, conjuntamente, una región de paso ininterrumpida,  
sin áreas de rechazo, para los componentes de frecuen-  
10 cia de la señal de información; un circuito de control  
de fase y de amplitud regulado por una tensión de con-  
trol está incorporado en distintos canales de salida del  
analizador de frecuencias; un generador de tensión de  
15 control para generar las tensiones de control con el fin  
de regular los circuitos de control de amplitud y de fa-  
se incorporados en los canales de salida del analizador  
de frecuencias, cuyo generador de tensión de control  
comprende varios comparadores que son alimentados por  
al menos una componente del espectro de una señal de ajug-  
20 te recibida que es dividida en sus componentes de fre-  
cuencia en el analizador de frecuencias, y una fuente  
de referencia local para las referencias de fase y am-  
plitud de la señal de ajuste dividida en sus distintas  
componentes de frecuencia, mientras que las tensiones  
25 de control para los distintos circuitos de control de

27.12.72

409091

18 ENE.



fase y amplitud se derivan desde la salida del comparador; el sistema tiene un circuito de salida constituido por un dispositivo de combinación conectado a los circuitos de control de fase y amplitud en los canales  
5 de salida del analizador de frecuencias.

2.- Un sistema según la reivindicación 1, caracterizado porque el analizador de frecuencias incluye canales de salida que, además del filtro de paso de banda secundaria tienen un filtro de paso de banda secundaria, adicional, cuyos filtros de paso de banda secundaria adicionales están constituidos, igualmente, por la conexión de puntos que tienen distintos retardos de tiempo del circuito de retardo a los circuitos compensadores, teniendo el filtro de paso de banda secundaria y el filtro de paso de banda secundaria adicional las mismas características de amplitud-frecuencia, pero presentado características de fase-frecuencia que están desplazadas mutuamente  $\pi/2$  en fase.  
10  
15

3.- Un sistema según la reivindicación 1 o la 2, caracterizado porque el circuito de retardo está constituido por un registro de desplazamiento digital que tiene varios elementos de registro de desplazamiento cuyo contenido es desplazado por impulsos procedentes de un generador de impulsos de desplazamiento y porque  
20  
25 está previsto un convertidor de analógico en digital an-

27.12.72

409091

18 ENE.



tes del registro de desplazamiento, con el fin de generar una señal digital que se aplica como señal de entrada al registro de desplazamiento digital, estando conectados los circuitos compensadores a elementos de registro de desplazamiento y estando acoplado a ellos un convertidor de digital a analógico.

4.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque los circuitos de compensación del analizador de frecuencias están incluidos en una matriz en la que los puntos que tienen distintos retardos de tiempo en los circuitos de retardo, están conectados a los circuitos compensadores situados en una columna de la matriz, mientras que los filtros de paso de banda secundaria de los canales de salida del analizador de frecuencias están constituidos conectando circuitos de compensación situados en una fila de la matriz, a un dispositivo de combinación.

5.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque el retardo de tiempo entre dos puntos de conexión sucesivos de los circuitos compensadores del circuito de retardo es, como mucho, igual a un período de la frecuencia de señal más elevada.

6.- Un sistema según la reivindicación 5,

27.12.72

409091



caracterizado porque los retardos de tiempo adoptados cada vez entre dos puntos de conexión sucesivos de los circuitos de compensación del circuito de retardo, se hacen mutuamente iguales.

5

7.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado por que los filtros de paso de banda secundaria, constituidos por circuitos de retardo que tienen circuitos de compensación conectados a ellos, tienen características de amplitud-frecuencia que se solapan entre sí para regiones de paso adyacentes, suprimiendo los filtros de paso de banda secundaria las componentes de frecuencia de la señal de ajuste situadas fuera de las regiones de paso permitidas de dichos filtros de pasabanda secundaria.

10

15

8.- Un sistema según la reivindicación 7, caracterizado porque los filtros de paso de banda secundaria están constituidos como filtros de la clase  $\frac{\sin(\omega - \omega_m)}{(\omega - \omega_m)}$  en donde  $\omega$  es la frecuencia angular y  $\omega_m$  es la frecuencia angular de una componente de la señal de ajuste recibida, situada en la región de paso.

20

9.- Un sistema según las reivindicaciones 4 a 8, caracterizado porque los factores de compensación  $C_{rq}$  de los circuitos compensadores para los fil-

25

27.12.72

409091

18 ENE.



tros de paso de banda secundaria y los factores de compensación  $C'_{rq}$  de los circuitos compensadores para los filtros de paso de banda secundaria adicionales, están dimensionados de acuerdo con las funciones:

5

$$C_{rq} = \cos \left[ 2\pi r (q-a)/KN \right]$$

y

$$C'_{rq} = \sin \left[ 2\pi r (q-a)/KN \right]$$

10 en donde los índices  $r$ , desde 0 a  $R-1$ , y los índices  $q$ , desde 0 a  $KN-1$ , indican las filas y las columnas, respectivamente, de la matriz, mientras que  $a$  es una constante que es proporcional al retardo entre la entrada del circuito de retardo y la salida combinada de los filtros  
15 de paso de banda secundaria, y  $K$  indica la proporción entre el período de reloj  $T$  y los retardos de tiempo entre puntos de conexión sucesivos de los circuitos de compensación del circuito de retardo.

10.- Un sistema según la reivindicación  
20 9, caracterizado porque el valor tomado para la constante  $a$  es aproximadamente  $KN/2$ .

11.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que se suprime una componente de frecuencia de la señal recibida, caracterizado porque el sistema de ecualización  
25

27.12.72

409091



automático se forma omitiendo el canal de salida del analizador de frecuencia para esta frecuencia de señal.

5 12.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado por que la fuente de referencia provista de un generador de señales de referencia, proporciona un espectro de frecuencia como señal de referencia, el cual incluye componentes de frecuencia correspondientes a componen-  
10 tes situadas a valores de frecuencia separados de la señal de ajuste constituida por un espectro de frecuencia, constituyendo el instante de ocurrencia de la señal de referencia de fase de todas las componentes recibidas de la señal de ajuste.

15 13.- Un sistema según la reivindicación 12, caracterizado porque la señal de ajuste está constituida por un solo impulso.

20 14.- Un sistema según la reivindicación 12 o la 13, caracterizado porque el generador de señales de referencia incluido en la fuente de referencia está constituido por un generador de impulsos que, al liberarse, proporciona un único impulso con fines de ajuste.

*pe*

25 15.- Un sistema según la reivindicación 12, caracterizado porque la señal de ajuste recibida es

27.12.72

409091



proporcionada por un generador de diseño de impulsos de ensayo, y el generador de señales de referencia incluido en la fuente de referencia está constituido como un generador de diseño de impulsos de ensayo local correspondiente a dicho generador de diseño de impulso de ensayo, cuyo generador de diseño de impulsos de ensayo local está sincronizado con el primer generador de diseño de impulsos de ensayo mencionado.

16.- Un sistema según la reivindicación 15, caracterizado porque el generador de diseño de impulsos de ensayo local proporciona una serie periódica de impulsos de ocurrencia regular, como diseño de impulsos de ensayo.

17.- Un sistema según la reivindicación 15, caracterizado porque el generador de diseño de impulsos de ensayo local está formado como un generador de impulsos pseudo-aleatorios, que proporciona diseños de impulsos periódicos, de impulsos que ocurren en una alternancia irregular, como un diseño de impulsos de ensayo.

18.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 15 a 17, caracterizado porque un filtro de selección está incluido en la salida del generador de diseño de impulso de ensayo con el fin de seleccionar las distintas componentes de frecuencia del

27.12.72

409091



diseño de impulsos de ensayo generado localmente, cuyas componentes de frecuencia constituyen la referencia de fase de las componentes de frecuencia de la señal de ajuste recibida seleccionada en los filtros de paso de banda secundaria.

5

19.- Un sistema según la reivindicación 18, caracterizado porque los filtros de selección están incorporados en un número de canales de salida dispuestos en paralelo, conectados a un circuito de retardo, cuyos filtros de selección se constituyen porque cada uno de los canales de salida está conectado, a través de varios circuitos de compensación, a puntos que tienen distintos retardos de tiempo en el circuito de retardo.

10

20.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 18 o 19, caracterizado porque la fuente de referencia de amplitud está constituida también por el generador de diseño de impulsos de ensayo, con el filtro de selección incluido en la salida, y porque la amplitud de las componentes de frecuencia seleccionadas en el filtro de salida constituye la referencia de amplitud de las componentes de la señal de ajuste recibida, seleccionada en el analizador de frecuencia.

15

20

*Rey*  
25

21.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 12 a 19, caracterizado porque

27.12.72

409091



la fuente de referencia no solamente incluye el generador de señales de referencia para la referencia de fase, sino también una fuente de referencia de amplitud separada del generador de señales de referencia.

5

22.- Un sistema según la reivindicación 21, caracterizado porque la fuente de referencia de amplitud está constituida por una fuente de referencia de tensión continua, en la que las tensiones continuas derivadas desde la fuente de referencia de tensión continua constituyen la referencia de amplitud para la amplitud de las componentes de la señal de ajuste seleccionada en los filtros de paso de banda secundaria.

10

15

23.- Un sistema según la reivindicación 21, caracterizado porque la fuente de referencia de amplitud está constituida por atenuadores incorporados en los canales de tensión de control de amplitud, cuyos factores de atenuación constituyen la referencia de amplitud para la amplitud de las componentes seleccionadas en los filtros de paso de banda secundaria.

20

24.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque los detectores de fase están conectados como un comparador de fase a las salidas de los filtros de paso de banda secundaria del analizador de frecuencia, cuyos detectores de fase son también alimentados por la

25

27.12.72



409091

18 ENE. 1972



filtro de paso de banda secundaria adicional, alimentándose los dos detectores de fase mencionados mediante la misma señal de referencia de fase, procedente de la fuente de referencia local.

5                   28.- Un sistema según la reivindicación 27, caracterizado porque un dispositivo para control de la amplitud está conectado como etapa de control de fase, tanto al filtro de paso de banda secundaria como al filtro de paso de banda secundaria adicional en un canal de salida del analizador de frecuencia, cuyo dispositivo de control de amplitud es controlado por las tensiones de salida de los detectores de fase.

10                   29.- Un sistema según la reivindicación 28, caracterizado porque los dispositivos de control de amplitud están constituidos como dispositivos de control proporcional de amplitud que proporcionan tensiones de salida proporcionales a las tensiones de salida de los detectores de fase.

15                   30.- Un sistema según la reivindicación 28, provisto de un modulador de duración de impulsos conectado al filtro de pasabajos en la salida del detector de fase según la reivindicación 26, caracterizado porque los dispositivos para el control de la amplitud están constituidos como interruptores electrónicos que son controlados por la serie de impulsos modulados en

25  
27.12.72



duración, procedentes del modulador de duración de impulsos.

5 31.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 28 a 30, caracterizado porque las tensiones de salida de los dispositivos de control de amplitud están conectadas a un dispositivo de combinación.

10 32.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 27 a 31, caracterizado porque para generar las tensiones de control de amplitud incluye dispositivos cuadráticos en las salidas de los filtros de pasabajos de los detectores de fase, conectados al filtro de paso de banda secundaria y al filtro de paso de banda secundaria adicional, controlándose el  
15 valor de las tensiones de salida de dichos dispositivos cuadráticos mediante la referencia de amplitud, después de combinarlas en un dispositivo combinador.

20 33.- Un sistema según la reivindicación 32, provisto de un modulador de duración de impulsos conectado al filtro de pasabajos en la salida del detector de fase según la reivindicación 26, caracterizado porque los dispositivos cuadráticos están constituidos por interruptores electrónicos que son controlados por los impulsos de salida procedentes de los moduladores  
25 de duración de impulsos, mientras que las tensiones de

27.12.72

salida de los filtros de pasabajos se aplican a la entrada de dichos interruptores electrónicos.

5 34.- Un sistema según las reivindicaciones 32 ó 33, caracterizado porque la etapa de control de amplitud incluida después de la etapa de control de fase está constituida como un dispositivo de control de amplitud invertido, que proporciona una tensión de salida inversa con relación a la tensión de control de amplitud porque el conductor para la tensión de control de amplitud  
10 procedente del dispositivo de combinación conectado a los dispositivos cuadráticos hasta la etapa de control de amplitud, incorpora un atenuador cuyo factor de atenuación constituye la referencia de amplitud.

15 35.- Un sistema según las reivindicaciones 32 ó 33, caracterizado porque la etapa de control de amplitud precede a la etapa de control de fase y está constituida por un amplificador de control conectado al filtro de paso de banda secundaria y al filtro de paso de banda secundaria adicional, cuyo amplificador de control  
20 es controlado a realimentación por la tensión de control de amplitud derivada desde un productor de diferencia al cual se aplica la señal de salida procedente del dispositivo de combinación conectado a los dispositivos cuadráticos y la referencia de amplitud en  
25 forma de una tensión continua.

15.1.73

- 153 -

POOR  
QUALITY

409091



36.- Un sistema según las reivindicaciones 32 ó 33, caracterizado porque la etapa de control de fase y la etapa de control de amplitud están combinadas en una etapa constituida conectando un dispositivo de control  
5 de amplitud proporcional al filtro de paso de banda secundaria y al filtro de paso de banda secundaria adicional, cuyo dispositivo para el control de la amplitud proporciona una tensión de salida proporcional a la tensión de control, cuya tensión de control es derivada desde atenuadores ajustables  
10 situados entre los filtros de pasabajos de los detectores de fase y los dispositivos de control de amplitud proporcional, derivándose la tensión de control para los atenuadores ajustables desde el dispositivo de combinación conectado a los dispositivos cuadráticos a través de un atenuador que  
15 sirve como referencia de amplitud.

37.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 24 a 31, en el que se proporcionan impulsos periódicos como referencia de fase por el generador de señales de referencia y en el que la etapa  
20 de control de fase precede a la etapa de control de amplitud, caracterizado porque la etapa de control de amplitud, está constituida como un amplificador de control y porque el comparador de amplitud está constituido como un circuito de retorno entre la entrada y la salida  
25 del amplificador de control, cuyo circuito de retorno

27.12.72

- 154 -

409091

18 EN



está provisto de la disposición en cascada de un produc-  
tor de diferencia alimentado por la tensión de salida  
procedente del amplificador de control y la referencia  
de amplitud constituida por una tensión continua, un fil-  
5 tro de pasabajos conectado en cascada con él, así como  
un interruptor electrónico que es liberado cada vez por  
la referencia de fase pulsatoria con el fin de generar  
en el circuito de pasabajos una tensión de control de  
la amplitud que viene dada por la diferencia de ampli-  
10 tud de la tensión de salida del amplificador de control  
en el instante de ocurrencia de la referencia de fase  
pulsatoria y la referencia de amplitud constituida por  
la tensión continua.

38.- Un sistema según una cualquiera  
15 de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal  
recibida incluye una componente de corriente continua,  
caracterizado porque el canal de salida del analizador  
de frecuencia constituido sin filtro de paso de banda  
secundaria adicional para la componente de corriente con-  
20 tinua está provisto, exclusivamente, de una etapa de con-  
trol de amplitud mientras que se omite la etapa de con-  
trol de fase, controlándose el valor de la componente  
de corriente continua seleccionada en el filtro de pa-  
so de banda secundaria por la referencia de amplitud,  
25 con el fin de generar la tensión de control de la am-

27.12.72



18 E

plitud que sirve para la etapa de control de amplitud.

5 39.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, para la ecualización de señales de impulsos cuyos instantes de ocurrencia se caracterizan por una frecuencia de reloj fija, caracterizado porque un número entero de veces el tiempo de retardo entre puntos de conexión sucesivos de los circuitos compensadores, ha sido hecho igual a un período de reloj.

10 40.- Un sistema según la reivindicación 39, caracterizado porque el tiempo de retardo entre puntos de conexión sucesivos de los circuitos compensadores se hace igual a un período de reloj, mientras que la gama de frecuencias del filtro de paso de banda secundaria proporcionada por la región de paso más elevada está situada, como mucho, cerca de la frecuencia de Nyquist igual a la mitad de la frecuencia de reloj.

20 41.- Un sistema según la reivindicación 40, en el que el circuito de retardo está constituido por un registro de desplazamiento digital, caracterizado porque un número entero de veces  $P$  el período de los impulsos de desplazamiento procedentes del generador de impulsos de desplazamiento, se hace igual a un período de reloj, siendo conectados los circuitos compensadores al registro de desplazamiento cada vez des-

25

27.12.72

409091



pués de los elementos de registro de desplazamiento P.

42.- Un sistema según la reivindicación 41, caracterizado porque el generador de impulsos de desplazamiento está sincronizado por impulsos de reloj generados localmente.

43.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 39 a 42, en el que la señal de ajuste está constituida por un diseño de impulsos periódico procedente de un generador de diseño de impulsos de ensayo, coincidiendo los impulsos de dicho diseño de impulsos periódico con impulsos de reloj que ocurren en un período de reloj T, mientras que la fuente de referencia de fase incorpora un generador de diseño de impulsos de ensayo local, caracterizado porque la componente de frecuencia seleccionada en un selector y situada a la mitad de la frecuencia de reloj, en la señal de ajuste recibida que comprende esta componente de frecuencia, se aplica como señal de control a un circuito de control de fase conectado al generador de impulsos de ensayo local, cuyo circuito lleva la desviación de fase entre esta componente de frecuencia del canal de salida conectado al analizador de frecuencia, y la del diseño de impulsos de ensayo local del generador de diseño de impulsos de ensayo local, sustancialmente, hasta un número entero de veces k el desplazamiento de fase  $\pi$ ,

*pe*  
25

27.12.72



siendo  $k = 0, 1, 2, \dots$

5 44.- Un sistema según la reivindicación 43, caracterizado porque el canal de salida que supera la mitad de la frecuencia de reloj de la señal de ajuste recibida, está conectado a través de un conductor de control al circuito de control de fase del generador de diseño de impulsos de ensayo local y está formado por un bucle de estabilización de fase con un detector de fase en el que se comparan la mitad de 10 la frecuencia de reloj de la señal de ajuste recibida y la componente de frecuencia correspondiente del generador de diseño de impulsos de ensayo locales, con el fin de generar una tensión de control de fase que controle el diseño de impulsos de ensayo local.

15 45.- Un sistema según la reivindicación 44, caracterizado porque el conductor de control conectado al circuito de control de fase al generador de diseño de impulsos de ensayo local incluye un circuito de desplazamiento de fase en  $\pi/2$ . 20

25 46.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 43 a 45, en el que el generador de diseño de impulsos de ensayo está constituido por un generador de diseño de impulsos pseudo-aleatorios, provisto de una realimentación de registro de desplazamiento

27.12.72

409091

18 ENE.



a través de un sumador de módulo 2 y que tiene varios  
elementos de registro de desplazamiento cuyo contenido  
es desplazado por un generador de impulsos de despla-  
zamiento, caracterizado porque la salida del registro de  
5 desplazamiento de realimentación está conectada a una  
puerta de selección y también a la salida del generador  
de impulsos de desplazamiento que proporciona los impul-  
sos de desplazamiento a la mitad de la frecuencia de re-  
loj.

10 47.- Un sistema según una cualquiera  
de las reivindicaciones 39 a 42, caracterizado porque  
la fuente de referencia local incluye un generador de  
diseño de impulsos de ensayo que está sincronizado por  
los impulsos de reloj generados localmente, siendo la  
15 frecuencia de repetición de dichos impulsos de reloj,  
un múltiplo entero de la frecuencia de repetición de  
los diseños de impulsos periódicos generados por el ge-  
nerador de diseño de impulsos de ensayo local.

20 48.- Un sistema según una cualquiera  
de las reivindicaciones 39 a 47, caracterizado porque  
las referencias de amplitud derivadas desde la fuente  
de referencia de amplitud para todos los canales de  
frecuencia son mutuamente iguales.

25 49.- Un sistema según una cualquiera  
de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal

27.12.72



18 EN

de ajuste está constituida por un diseño de impulsos pe-  
riódicos de un generador de diseño de impulsos de ensa-  
yo, mientras que la fuente de referencia de fase inclu-  
ye un generador de diseño de impulsos de ensayo local,  
5 caracterizado porque los impulsos de ajuste derivados,  
desde el canal de salida que superan la frecuencia de  
repetición del diseño de impulsos recibido, se utilizan  
para controlar el generador de diseño de impulsos de en-  
sayo local, ajustando dichos impulsos de ajuste la posi-  
10 ción mutua en el tiempo del diseño de impulsos de ensa-  
yo generado recibido y del diseño de impulsos de ensa-  
yo generado localmente a un valor fijo, aproximadamen-  
te correspondiente a una distancia en el tiempo que es  
igual a la mitad del retardo de tiempo del circuito de  
15 retardo del analizador de frecuencia.

50.- Un sistema según la reivindicación 49,  
caracterizado porque las salidas de los detectores de fase  
conectados al filtro de paso de banda secundaria y al fil-  
tro de paso de banda adicional en el comparador del canal  
20 de salida, que superan a la frecuencia de repetición de los  
diseños de impulsos de ensayo recibidos, son conectados a un  
generador de impulsos de ajuste que, con el fin de ajustar  
la posición mutua en el tiempo entre los diseños de im-  
pulsos de ensayo recibidos y generados localmente, con-  
25 trola una etapa de ajuste de fase en el circuito de con-

27.12.72

409091 178 EN



trol de fase del conmutador de impulsos de ensayo local.

51.- Un sistema según la reivindicación 50. caracterizado porque el generador de impulsos de ajuste está constituido por un primero y un segundo conmutadores de decisión a los que están conectadas directamente las tensiones de control de fase de los detectores de fase y a través de un dispositivo de umbral, respectivamente, y también impulsos que tienen una frecuencia de repetición inferior que la frecuencia de repetición de los diseños de impulsos de ensayo, incluyendo además el generador de impulsos de ajuste dos puertas de selección cada una de las cuales está provista de dos entradas, estando conectada directamente la primera entrada de cada puerta de selección a la salida del primer conmutador de decisión y estando conectada directamente y a través de un inversor la segunda entrada de cada puerta de selección, respectivamente, a la salida del segundo conmutador de decisión, mientras que los impulsos de ajuste son derivados directamente y a través de un inversor, respectivamente, desde las salidas de las dos puertas de selección.

pe  
25 52.- Un sistema según la reivindicación 50 o la 51, caracterizado porque la etapa de ajuste de fase está constituida por segundos canales dispuestos en paralelo, cada uno de los cuales está provisto

27.12.72

409091



de una puerta de selección que tiene dos entradas en las que se aplican los impulsos procedentes de un generador de impulsos del generador de impulsos de ensayo local, directamente a través de un inversor, respectivamente, a la primera entrada de las dos puertas de selección, mientras que los impulsos de ajuste procedentes del generador de impulsos de ajuste se aplican a la segunda entrada de las dos puertas de selección.

53.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que parte del circuito de transmisión tiene una característica fase-frecuencia lineal y una característica de amplitud en función de la frecuencia constante, caracterizado porque los filtros de paso de banda secundaria para dicha parte del circuito de transmisión muestran una región de paso que deja pasar varias componentes de la señal de ajuste.

54.- Un sistema según la reivindicación 53, caracterizado porque se selecciona una de las componentes de la señal de ajuste situada dentro del filtro de paso de banda secundaria, cuya componente se aplica al comparador de fase y de amplitud para generar la tensión de control de fase y de amplitud.

55.- Un sistema según la reivindicación 53, caracterizado porque todas las componentes de la

27.12.72

409091

18.ENE.1973



señal de ajuste situada dentro del filtro de paso de banda secundaria se suministran al comparador de fase y de amplitud para generar la tensión de control de fase y de amplitud, haciéndose la referencia de amplitud igual al producto del número de componentes del espectro de la señal de ajuste dejada pasar y aplicándose la referencia de amplitud a una de estas componentes.

56.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 53 a 55, caracterizado porque la fuente de referencia local incluye un generador de diseño de impulsos de ensayo que está incluido en un bucle de control de fase provisto de un detector de fase, al cual se aplica una señal de control junto con la señal de salida procedente del generador de diseño de impulsos de ensayo local, derivándose dicha señal de control desde una etapa mezcladora a la que se aplica dos componentes sucesivas de la señal de ajuste recibida, cuyas componentes son derivadas desde dos filtros de paso de banda secundaria.

57.- Un sistema según la reivindicación 56, caracterizado porque los canales de salida del amplificador de frecuencia para la gama de frecuencias mencionada están constituidos sin etapas de control de fase en el caso de la misma característica fase-frecuencia de dicha parte del circuito de transmisión y de

27.12.72



las componentes pertinentes del generador de diseño de impulsos de ensayo local.

5 58.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal de ajuste recibida es hecha pasar a un convertidor de espectro, caracterizado porque el generador de señales de referencia tiene un circuito de desplazamiento de fase en su salida, que realiza un desplazamiento de fase de la componente de frecuencia de la señal de ajuste, cuyo  
10 desplazamiento es igual que el del convertidor de espectro.

15 59.- Un sistema según la reivindicación 58, caracterizado porque el circuito de desplazamiento de fase está constituido en la salida de la fuente de señales de referencia por un convertidor de espectro de acuerdo con el convertidor de espectro sobre el que se hace pasar la señal de ajuste recibida.

20 60.- Un sistema según la reivindicación 59, en el que el convertidor de espectro está constituido por un diferenciador al que se aplica la señal de ajuste, por una parte directamente y por otra parte a través de un circuito de retardo, caracterizado porque el comparador de fase tiene dos detectores de fase en forma de interruptores electrónicos, que son alimentados en paralelo por la componente de frecuencia de la  
25

40909 178



señal de ajuste recibida seleccionada en un filtro de paso de banda secundaria, siendo controlado un detector de fase directamente y siendo controlado el otro detector de fase a través de un circuito de retardo que  
5 tiene el mismo retardo de tiempo que el mencionado convertidor de espectro, por la señal de referencia de fase procedente de la fuente de referencia, mientras que la tensión de control de fase es derivada desde las salidas de los dos detectores de fase a través de un  
10 diferenciador conectado a dichas salidas.

61.- Un sistema según las reivindicaciones 2-56, en el que la señal de ajuste recibida es hecha pasar sobre un convertidor de espectro que la desplaza en aproximadamente  $\lambda/2$ , caracterizado porque  
15 los detectores de fase en los comparadores de fase están acoplados de manera cruzada con el filtro de paso de banda secundaria y el filtro de paso de banda secundaria adicional.

62.- Un sistema según una cualquiera  
20 de las reivindicaciones 1 a 61 para prefijar la compensación, en el que una señal de ajuste se transmite antes de la señal de transmisión, caracterizado porque los comparadores de fase y de amplitud del sistema incluyen circuitos de almacenamiento e interruptores electrónicos, cuyos interruptores electrónicos son libera-  
25

27.12.72



dos por impulsos de conmutación desde un distribuidor de tiempo después del período de ajuste, para mantener las tensiones de control de amplitud y de fase generadas en el circuito de almacenamiento durante la transmisión de las señales.

5  
10  
15  
20  
25

63.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, destinado a prefi-  
jar la compensación, en el que la señal de ajuste está  
constituida por un diseño de impulsos periódicos de un  
generador de diseño de impulsos de ensayo, mientras  
que la fuente de referencia de fase incluye un genera-  
dor de diseño de impulsos de ensayo local, caracteriza-  
do porque un convertidor de impulsos para generar los  
impulsos de ajuste para el generador de diseño de impul-  
sos de ensayo local está conectado al filtro de paso de  
banda secundaria del canal de salida, que deja pasar la  
frecuencia de repetición del diseño de impulsos de ensa-  
yo recibido, ajustando dichos impulsos de ajuste la po-  
sición mutua, en el tiempo, del diseño de impulsos de  
ensayo recibido y del diseño de impulsos de ensayo ge-  
nerado localmente a un valor fijo, que corresponde,  
aproximadamente, a la distancia en el tiempo igual a  
la mitad del retardo de tiempo del circuito de retardo  
del analizador de frecuencias.

PS

25

64.- Un sistema según la reivindicación 63,

27.12.72

409091



caracterizado porque el convertidor de impulsos está constituido por un amplificador, un circuito diferenciador y un dispositivo de umbral que deja pasar solamente los impulsos que tienen una polaridad dada.

5

65.- Un sistema según la reivindicación 63 o la 64, caracterizado porque está dispuesto un relé electrónico en cascada con el convertidor de impulsos, cuyo relé se abre mediante impulsos de conmutación procedentes de un distribuidor de tiempo después del ajuste de tiempo del generador de diseño de impulsos de en  
10 sayo local.

10

66.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 62 a 65, caracterizado porque para la compensación adaptativa o de adaptación, la transmisión de señales y la transmisión de las señales de ajuste se efectúa en un sistema multiplexador de división de tiempo, incluyendo el distribuidor de tiempo un distribuidor multiplex de división de tiempo que libera y bloquea, alternativamente, los interruptores electrónicos de acuerdo con el ritmo en que sean transmitidas las señales y se reciban las señales de ajuste.

15

20

67.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 17 a 61, caracterizado porque para la compensación de adaptación, la señal transmitida de combina con la señal de ajuste originada en un

25

27,12.72.



generador de impulsos pseudo-aleatorios y porque un generador de impulsos pseudo-aleatorios locales correspondiente está incluido en el sistema ecualizador, cuyo generador está conectado a un detector de fase en un bucle de control de fase al que también se aplican las señales recibidas constituidas por la combinación de las señales transmitidas y las señales de ajuste, con el fin de generar una tensión de control de fase que, después de ser atenuada en un filtro de pasabajos con una constante de tiempo mayor que la frecuencia de repetición de las señales de ajuste recibidas, controla un miembro determinador de la frecuencia, conectado al generador de impulsos pseudo-aleatorios.

68.- Un sistema según la reivindicación 67, caracterizado porque el generador de impulsos pseudo-aleatorios está constituido por un registro de desplazamiento de realimentación que tiene un número de elementos de registro de desplazamiento cuyos contenidos son desplazados por el generador de impulsos de desplazamiento.

69.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 66 a 68, caracterizado porque la señal de ajuste es derivada desde la salida del sistema ecualizador con el fin de sincronizar el generador de señales de referencia con la fuente de referencia.

27.12.72

409091



70.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 67 a 69, caracterizado porque un diferenciador está conectado a una salida del sistema ecualizador, estando constituido dicho diferenciador por un dispositivo combinador, estando conectado dicho diferenciador al generador de impulsos pseudo-aleatorios locales, para suprimir la señal de ajuste recibida.

71.- Un sistema según la reivindicación 70, caracterizado porque la señal de ajuste procedente del generador de impulsos pseudo-aleatorios es hecha pasar a través de un atenuador antes de combinarla con las señales transmitidas, estando conectado de igual modo al diferenciador el generador de impulsos pseudo-aleatorios locales, a través de un atenuador.

72.- Un sistema según una cualquiera de las reivindicaciones 70-71, caracterizado porque para reducir la influencia sobre la sincronización del generador de impulsos pseudo-aleatorios en la fuente de referencia de fase por las señales transmitidas, estas señales son aplicadas antes de combinar dichas señales con la señal de ajuste para un dispositivo de transformación de señales, y porque está previsto un dispositivo de transformación de señales inversas, dispuesto después del diferenciador.

73.- Un sistema según la reivindicación 72,

27.12.72

409091



1973

destinado a la transmisión de señales de impulsos, cuyos instantes de ocurrencia se caracterizan por una frecuencia de reloj fija, caracterizado porque el dispositivo de transformación de señales incluye un convertidor de espectro que está provisto de un diferenciador a cuya salida se aplican impulsos procedentes de un sumador de módulo 2, por una parte directamente y por otra parte a través de un registro de desplazamiento que tiene un retardo de tiempo igual a un número entero de veces el período de repetición de los diseños de impulsos periódicos del generador de impulsos pseudo-aleatorios, teniendo el sumador por 2 entradas que son alimentadas por los impulsos de salida procedentes del registro de desplazamiento y por las señales de impulso que han de transmitirse, estando constituido el dispositivo de transformación de señales inversas por un rectificador de onda completa.

74.- Un sistema según la reivindicación 72, destinado a la transmisión de señales de impulsos, cuyos instantes de ocurrencia están sincronizados por una frecuencia de reloj fija, caracterizado porque el dispositivo de transformación de señales está constituido por un registro de desplazamiento cuya salida es realimentada a la entrada a través de un sumador por 2, a cuyo sumador por 2 se aplican también las señales de im

27.12.72

40909 18 EN



pulsos a transmitir, mientras que el dispositivo de transformación inversa está constituido de manera idéntica que el dispositivo de transformación de señales, si bien omitiendo la realimentación, estando  
5 constituido el circuito de salida del dispositivo de transformación de señales inversas por un sumador por 2 al que están conectadas la entrada y la salida del registro de desplazamiento.

75.- Un sistema según una cualquiera  
10 de las reivindicaciones precedentes, caracterizado por que el sistema de ecualización previa incluye un primero y un segundo (subsiguiente) analizadores de frecuencias incluyendo el segundo analizador de frecuencias como  
15 paradores para generar las tensiones de control de fase y amplitud que controlan la fase y la amplitud de los circuitos de control situados en los canales de salida del primer analizador de frecuencias.

76.- Un sistema para la ecualización automática de la característica de transmisión, en la transmisión de señales de información.  
20

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede representado en los dibujos que se acompañan y para los fines que se han especificado.

pey

27.12.72

409091 18 ENE



La presente Memoria consta de ciento setente y dos hojas, escritas a máquina por una sola cara

Madrid, 18 ENE. 1973

P.A.

*Alberto de Elizaburu*  
Pbl. Fedat.

*pey*

27.12.72

JGM/.

409091

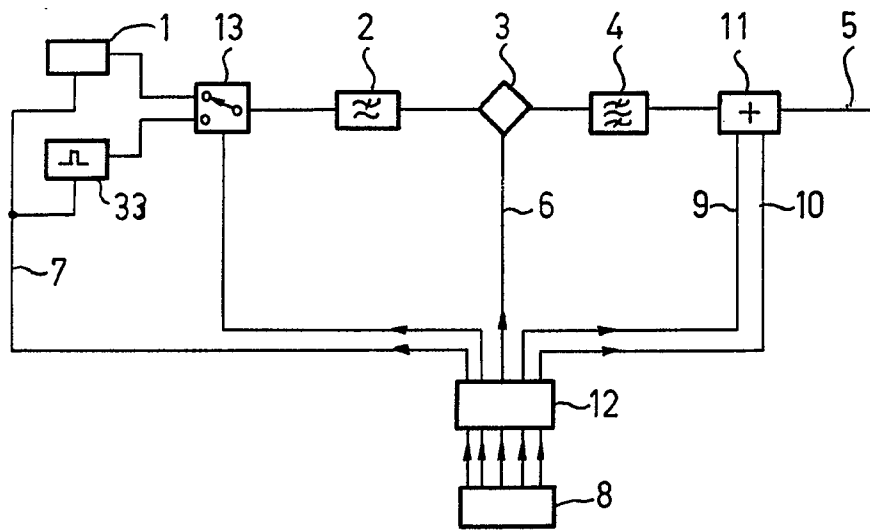


Fig. 1

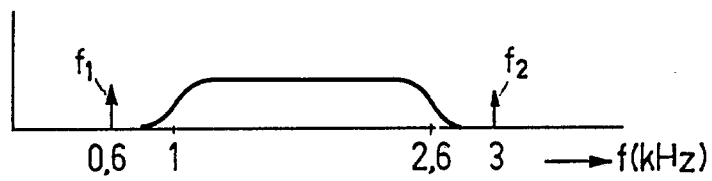


Fig. 3

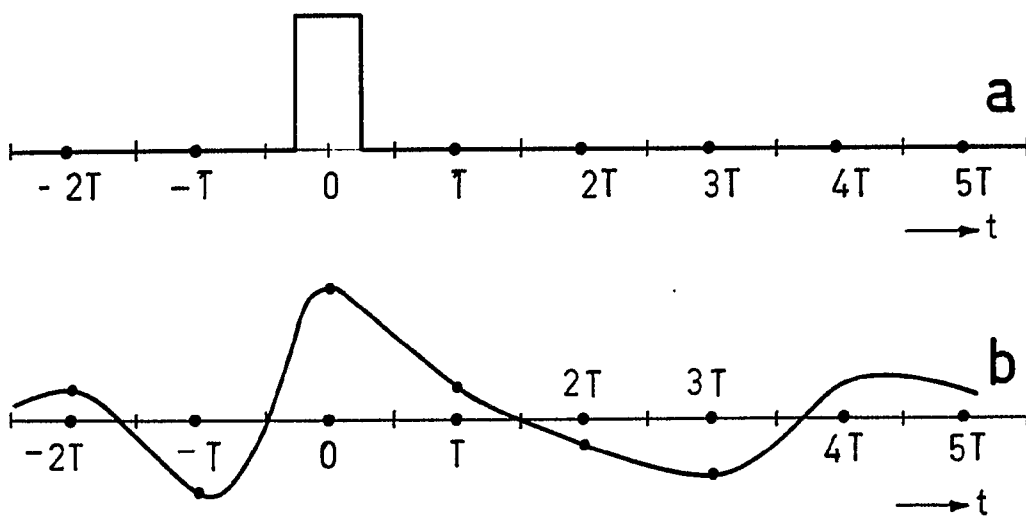


Fig. 4

Alberto de Elzaburu  
Pat. Ingen.

409091

409091

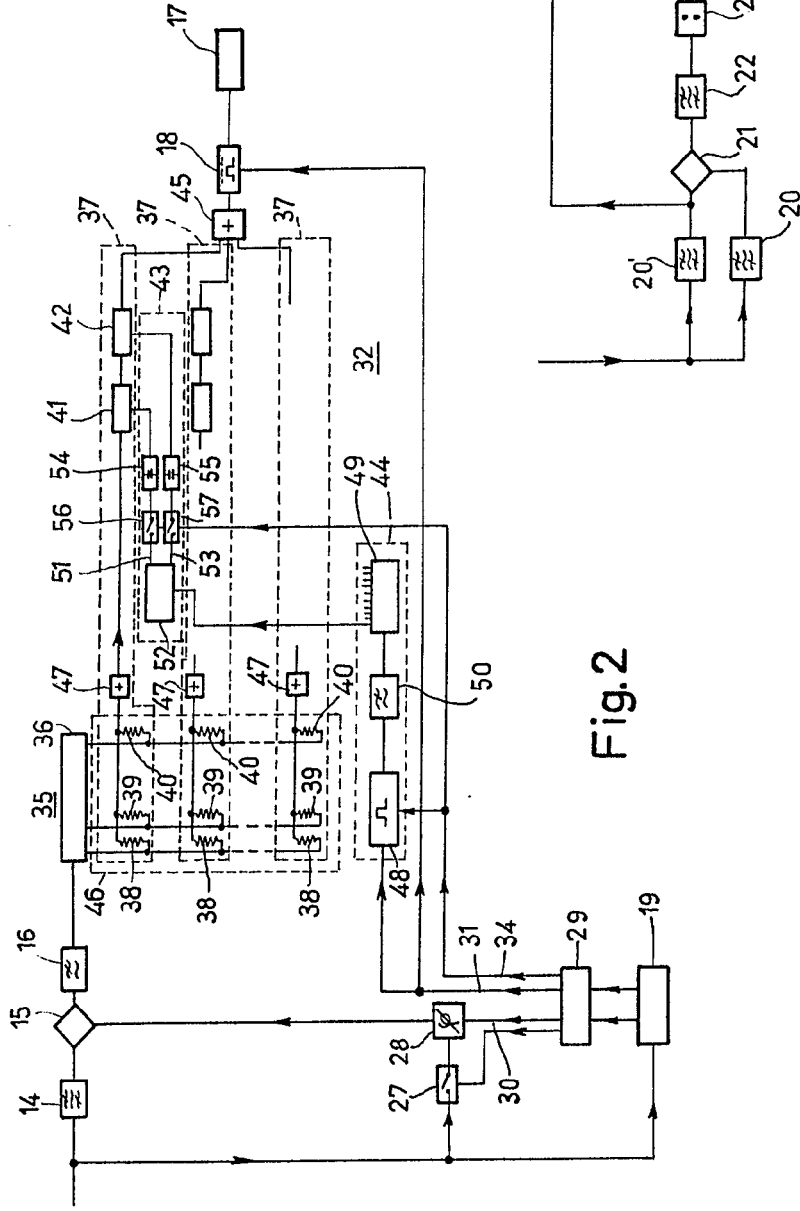


Fig. 2

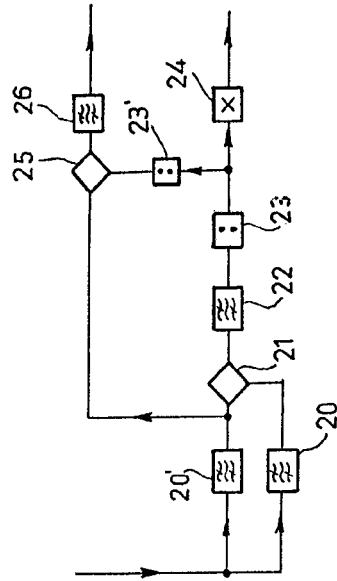


Fig. 2a

*W. H. ...*

499091

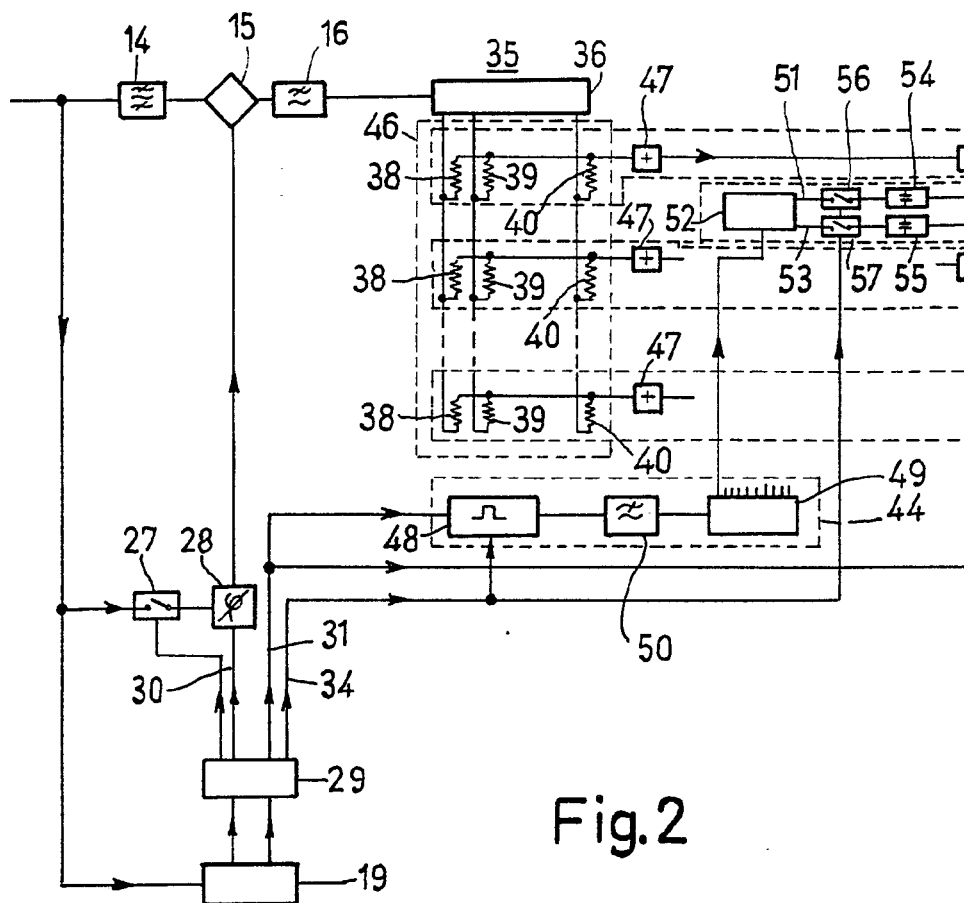


Fig. 2



40909

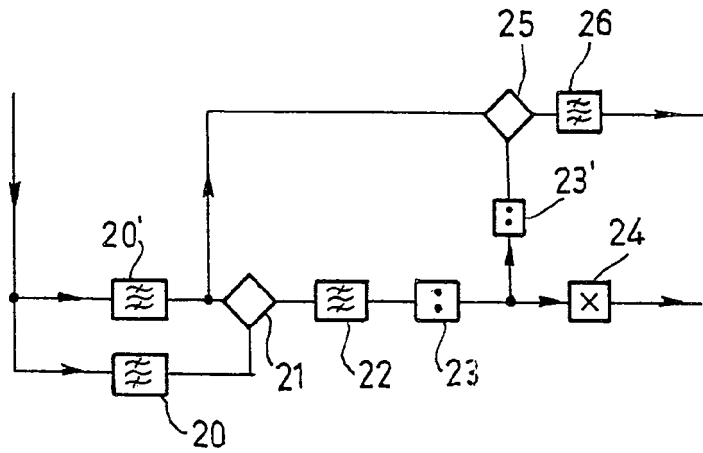
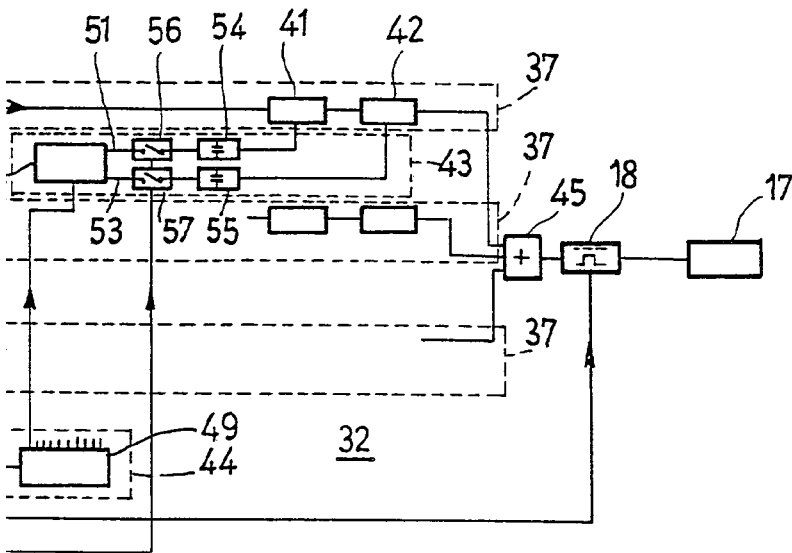


Fig. 2a

*Handwritten signature*  
A. J. ...  
Inc. ...

409091

18 ENR 1929

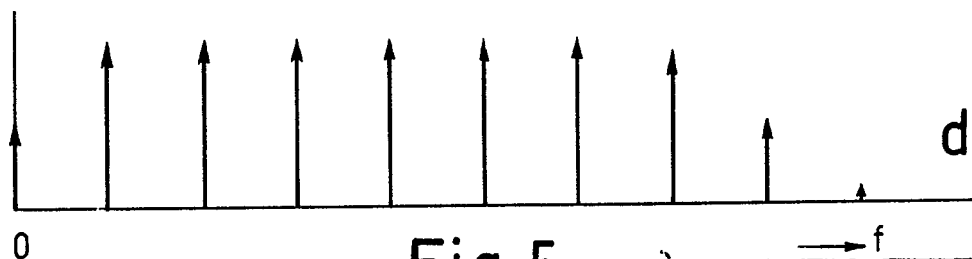
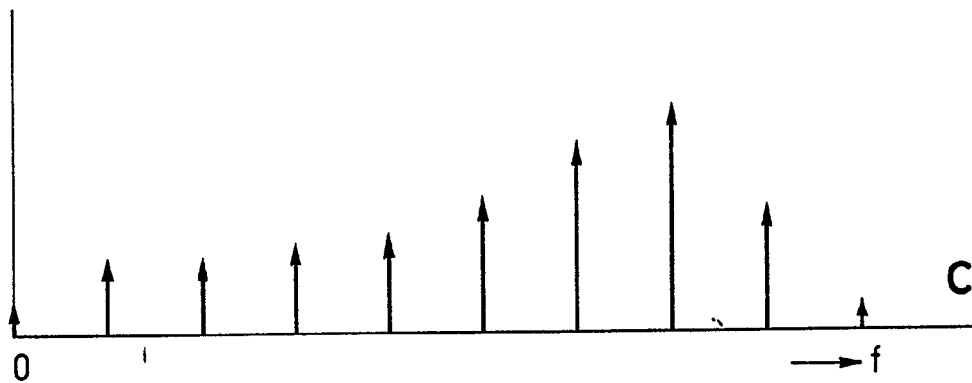
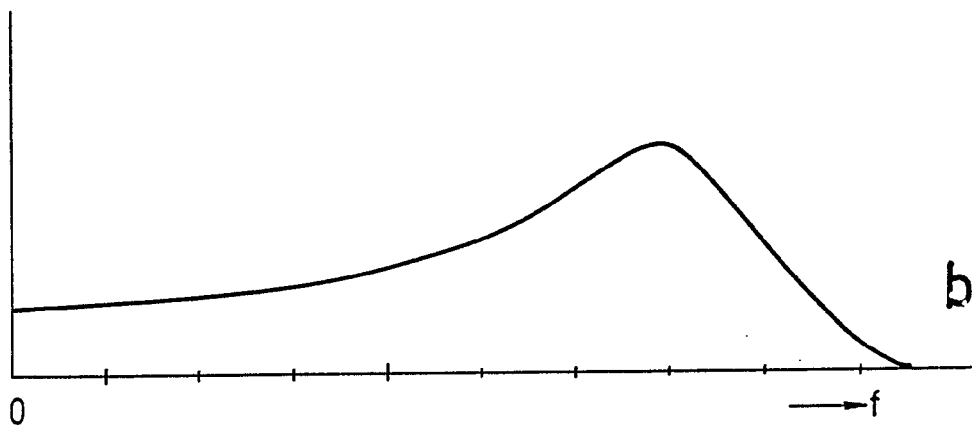
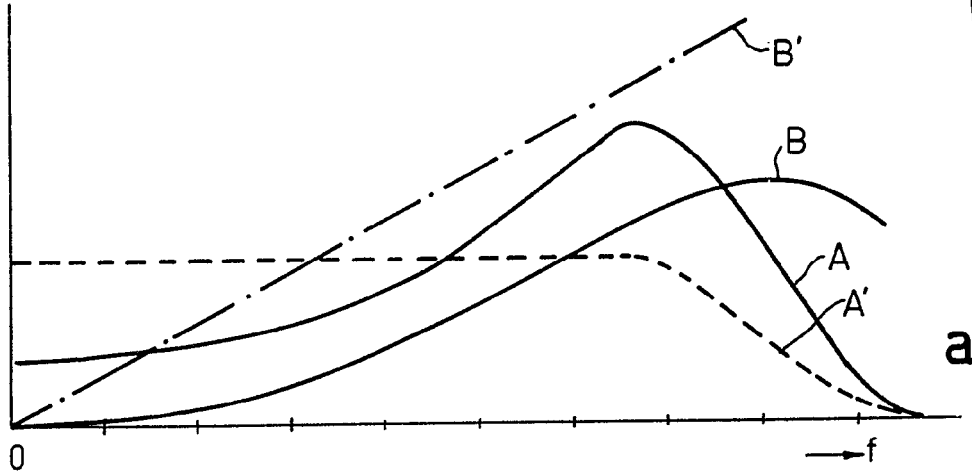


Fig. 5

*Alfred G. ...*

409091

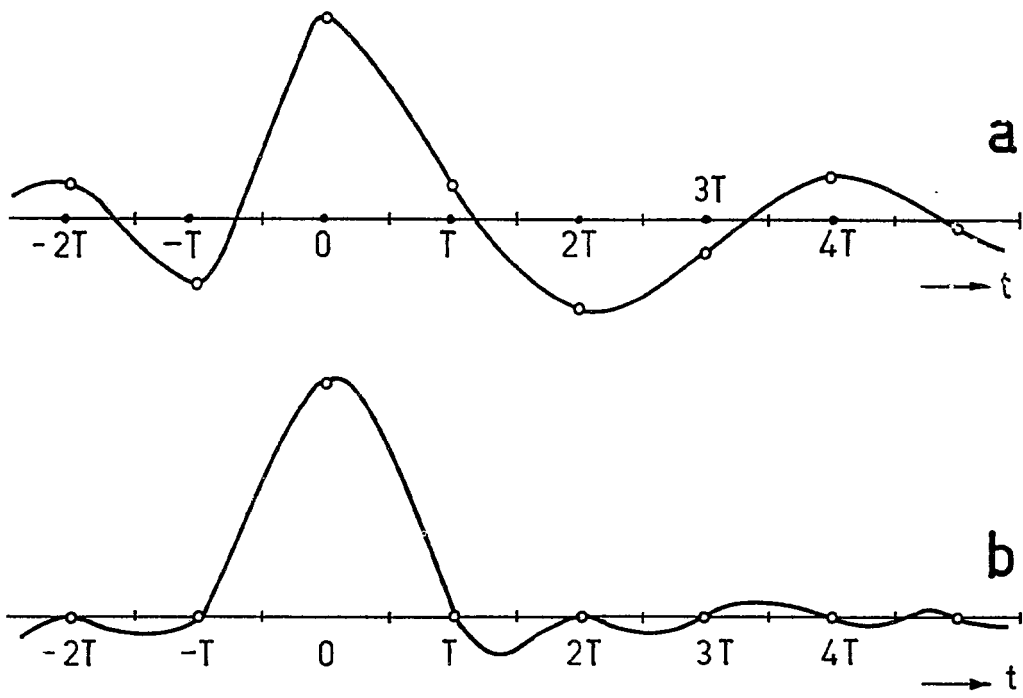


Fig.6

Alberto de Elzaburu  
Per Poder

409091

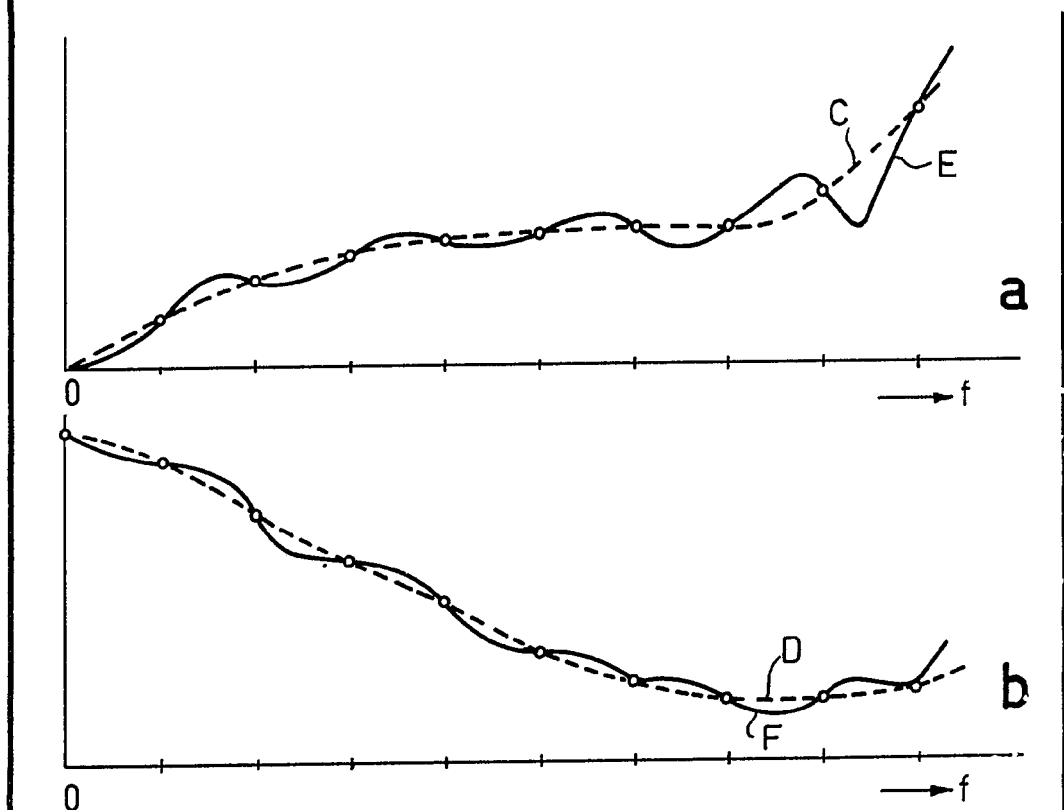


Fig. 7

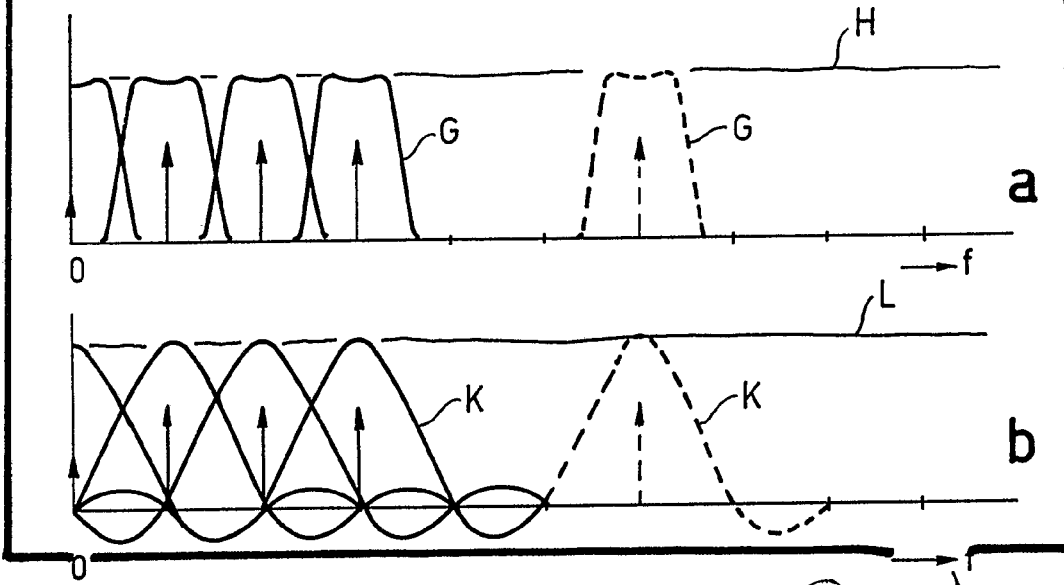


Fig. 8

Alberto de Eizaburu  
Pat. P. 409091

409091

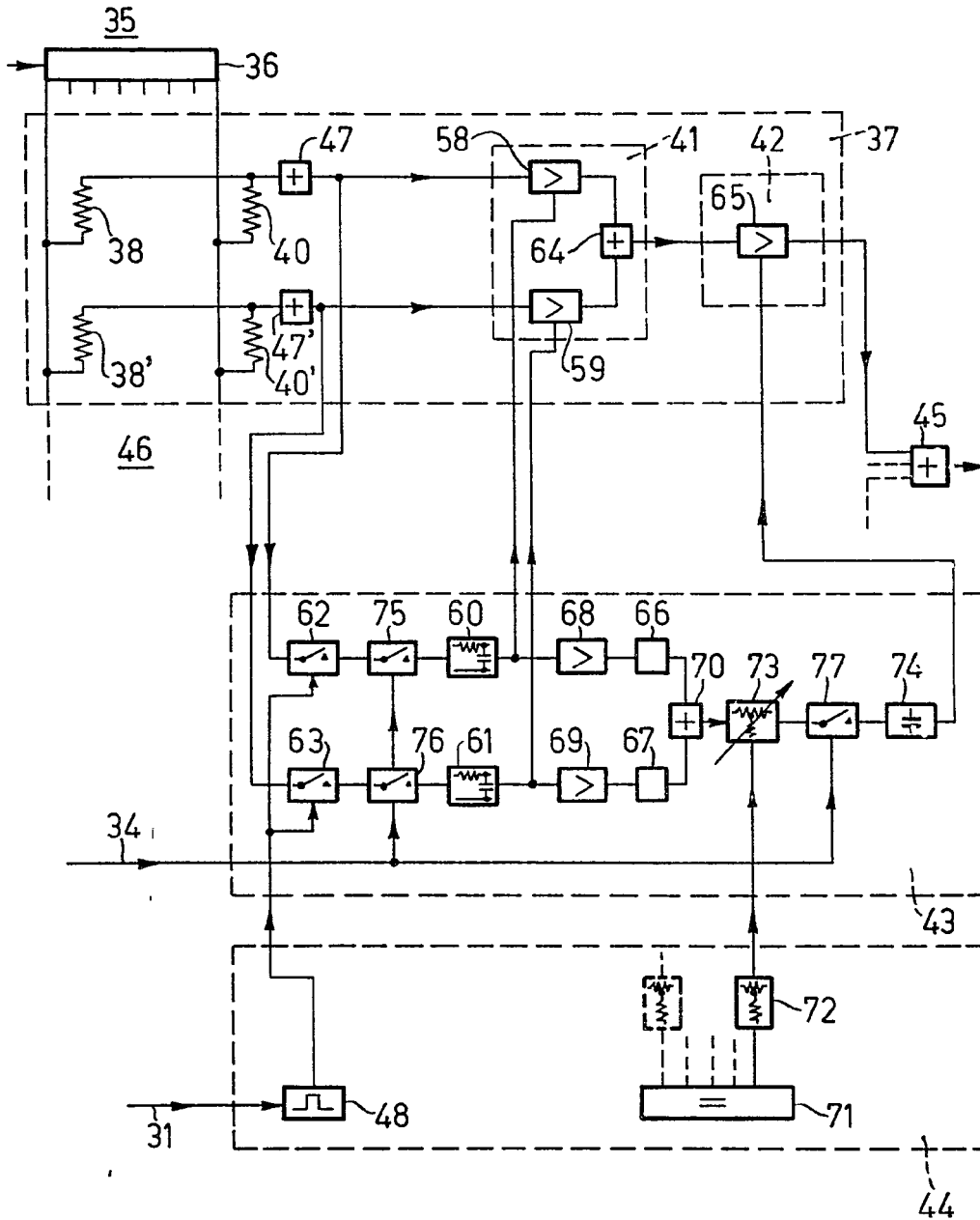


Fig.9

Alberto de Elizaburu  
Per Espans



469.091

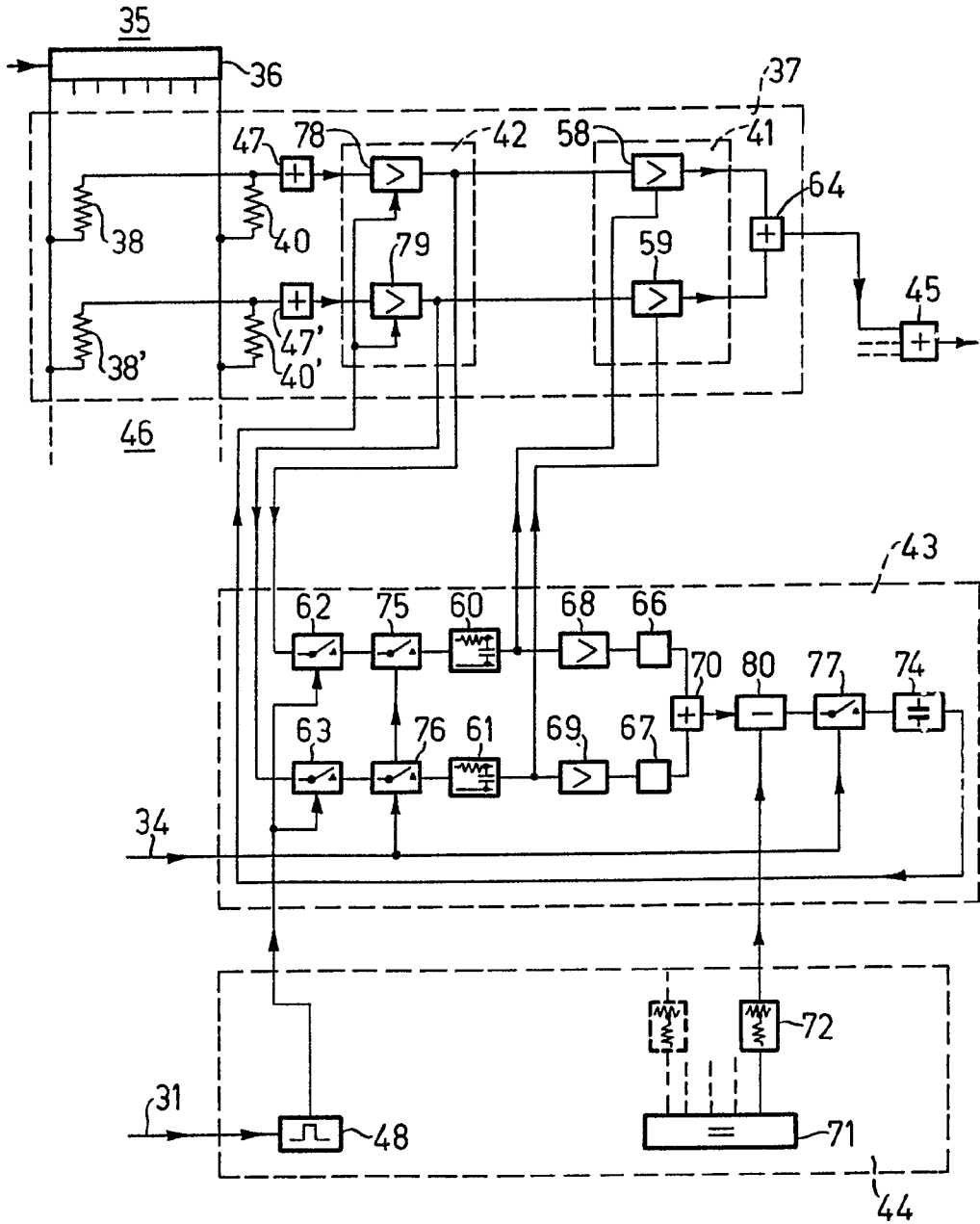


Fig.10

Alberto de Eizaburu  
For Patent

409091

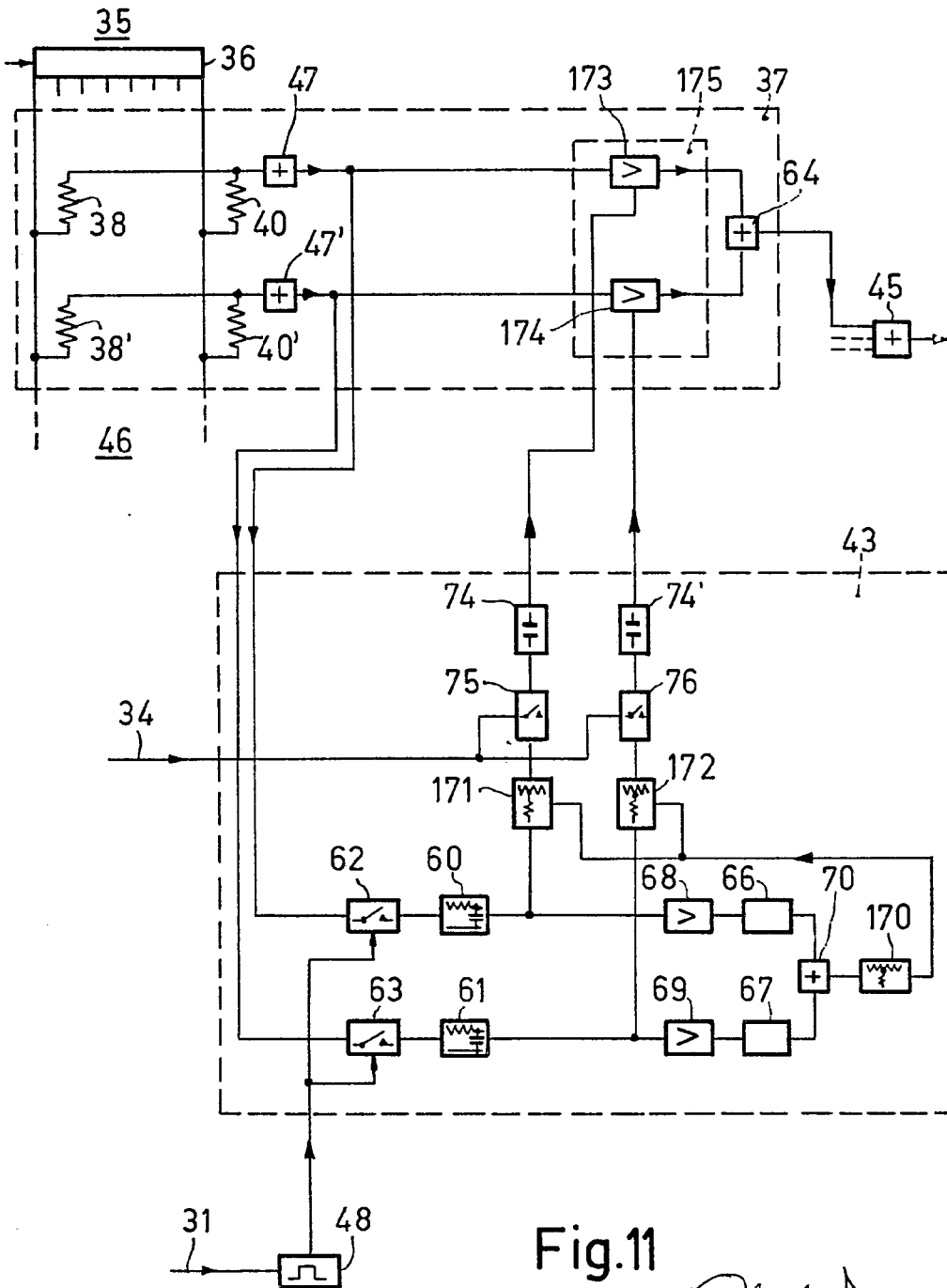


Fig. 11

Alberto de Elzaburu  
Pat. Poder.

409091

18 ENI 1973

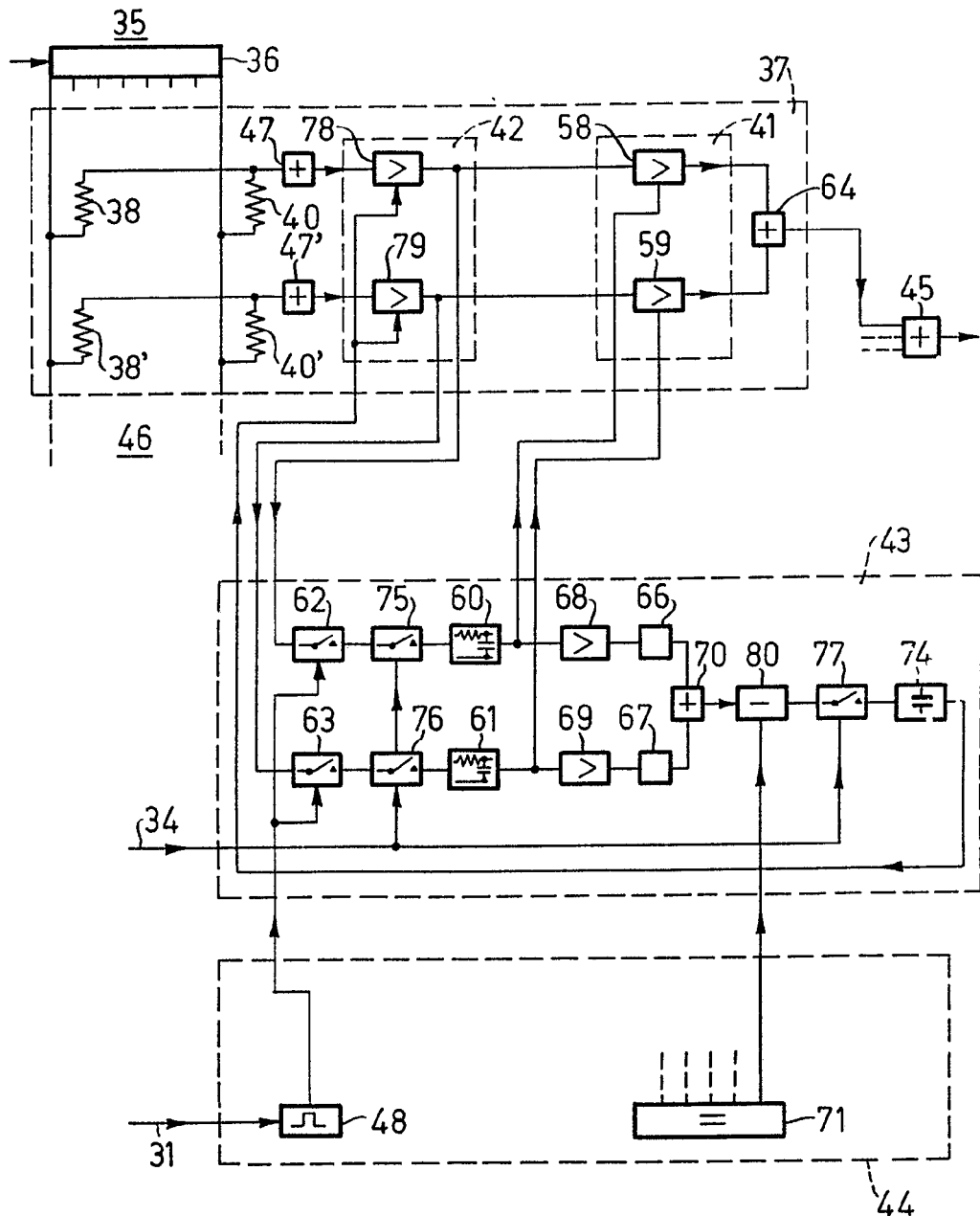


Fig.12

Alberto da Elzaburu  
Per. Ediz.

409091

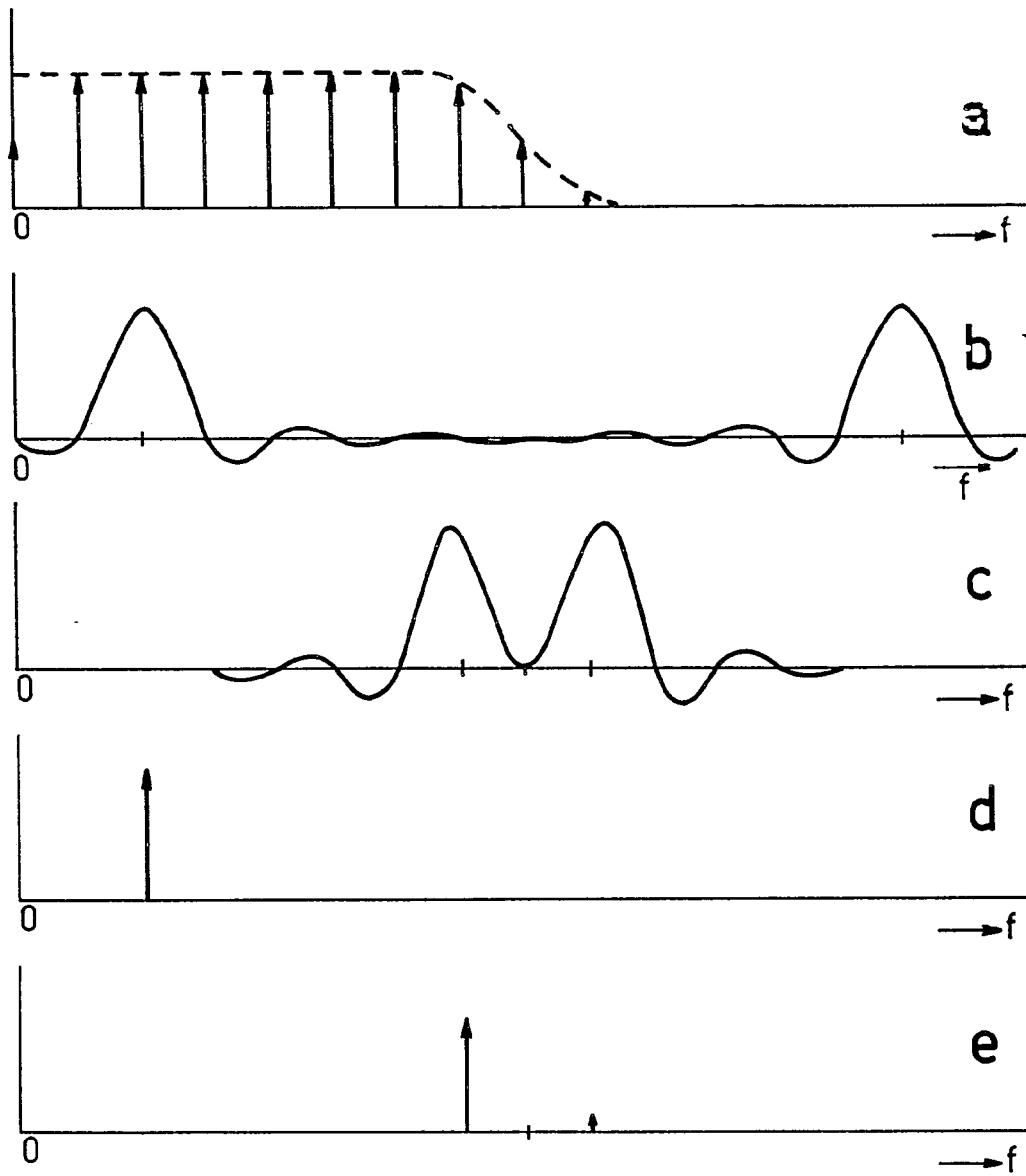


Fig.13

Alberto de Eizaburu  
Per Eizaburu

409091

18

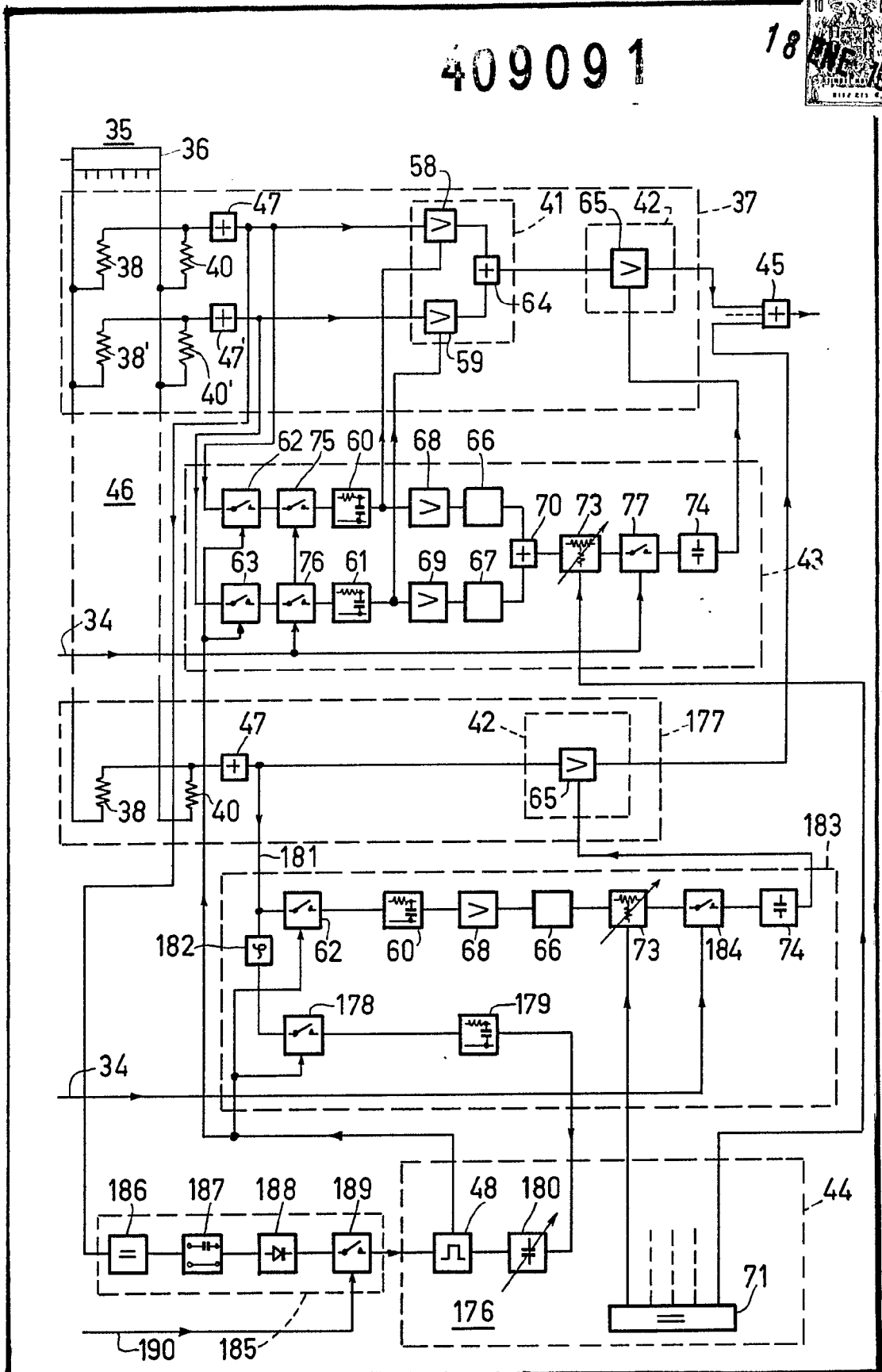


Fig.14

Alberto de Elizaburu  
Pat. Holder

409091

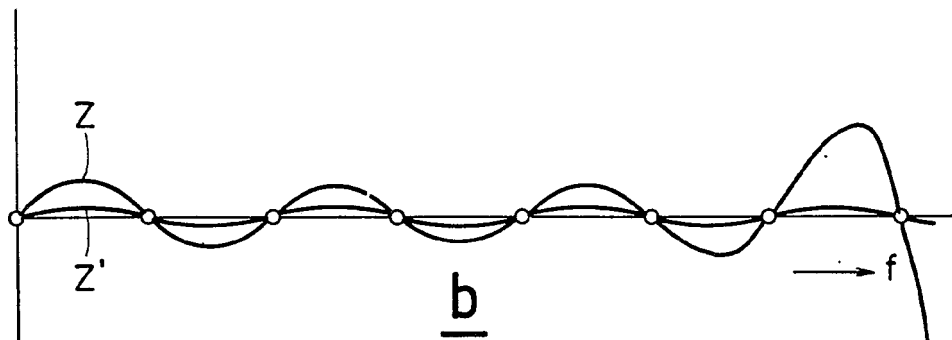
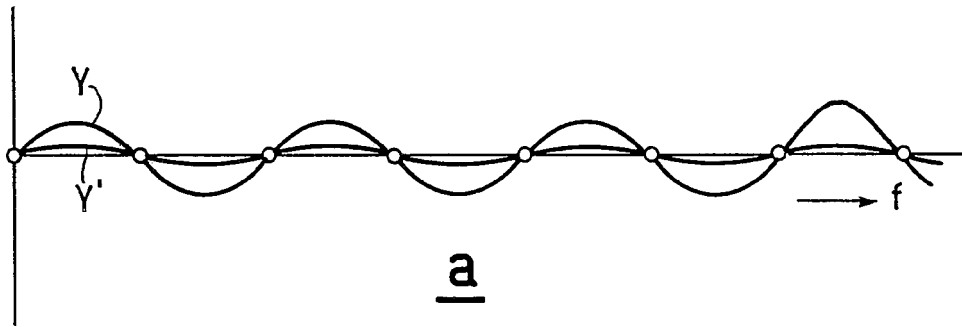


Fig. 15

A. E. R. I. O. de E. I. Z. D. I. F. U.  
P. E. R. B. E. T. T. E.

409091

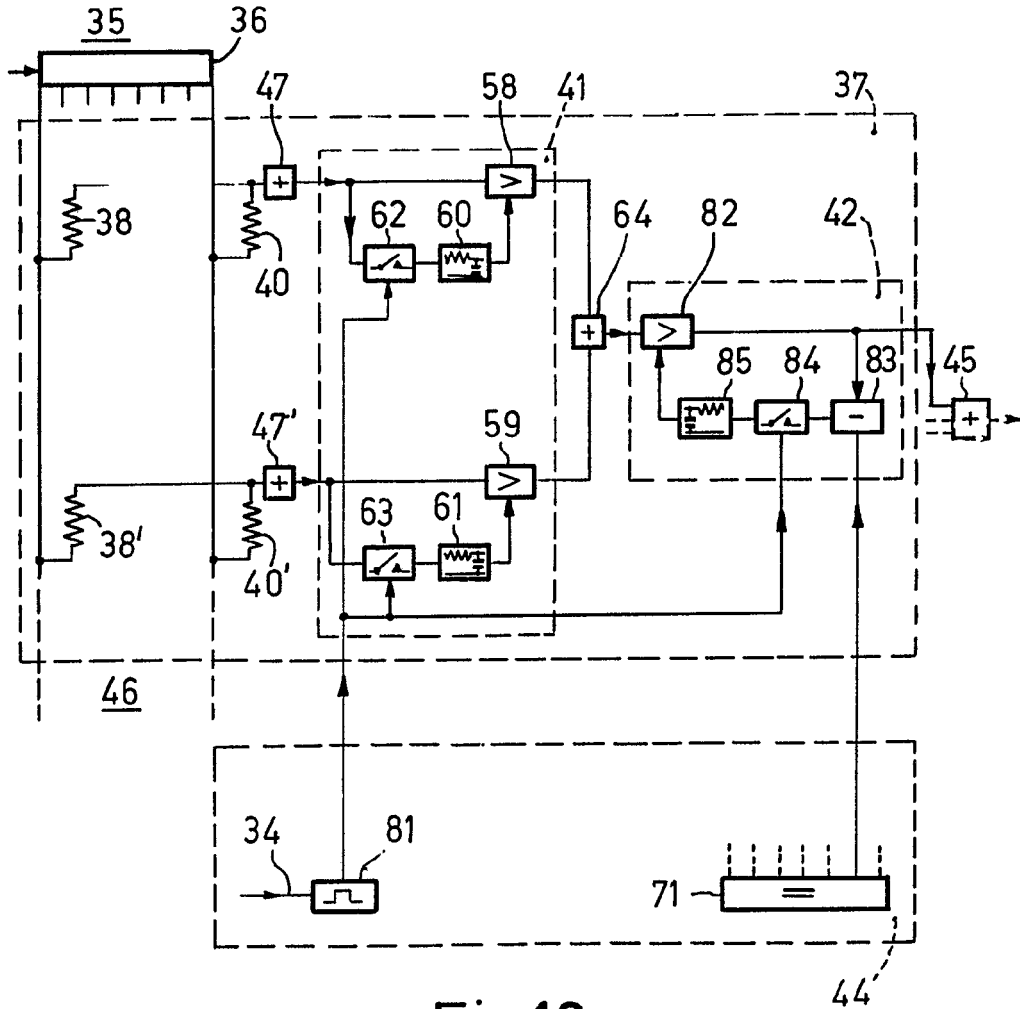


Fig.16

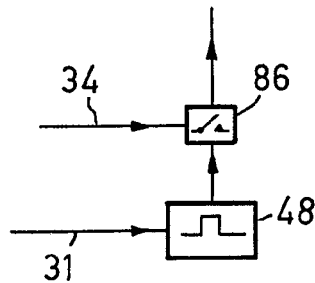


Fig.16a

Alberto de Elizaburu  
Per Pocer

409091

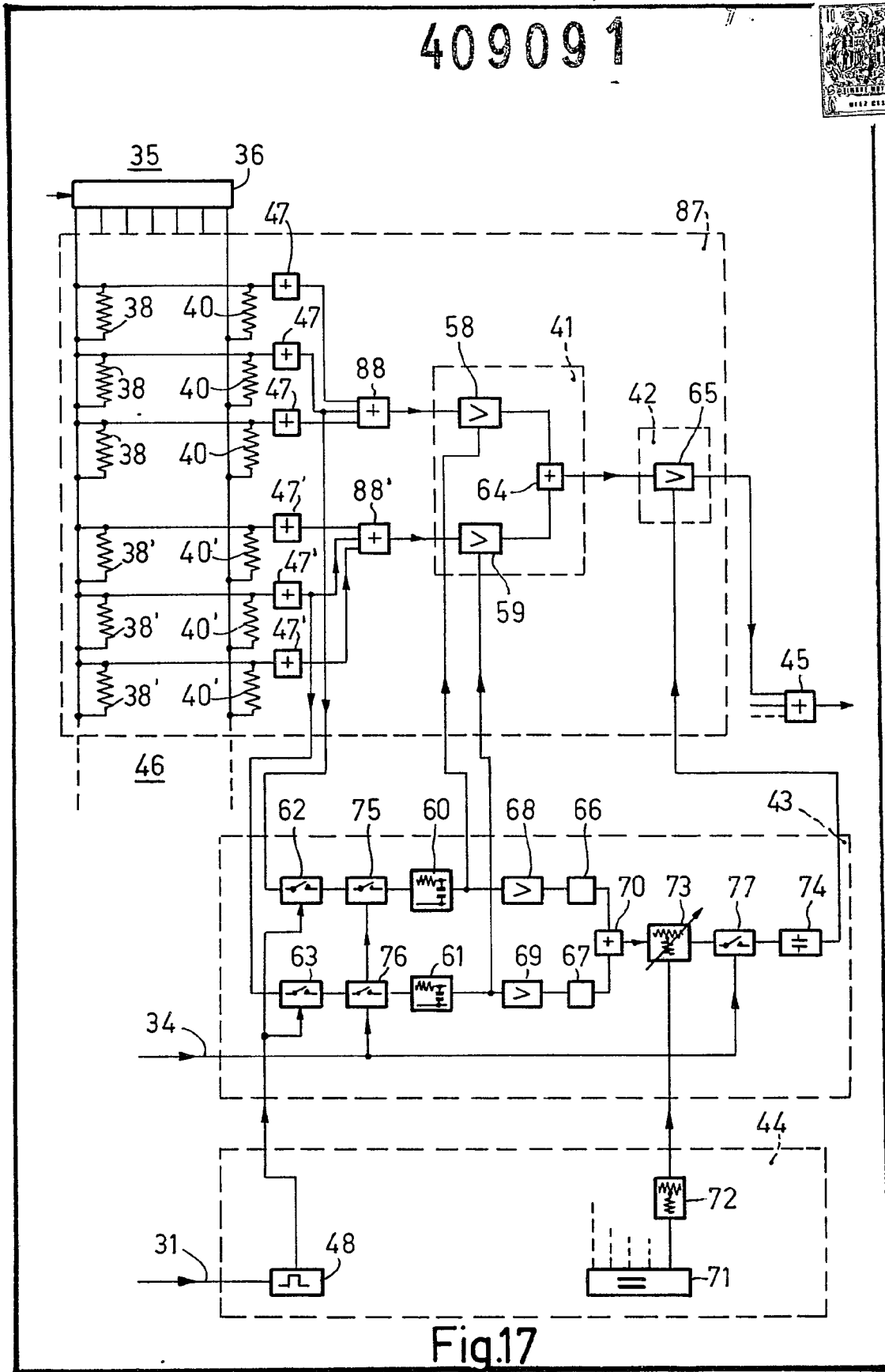


Fig.17

409091

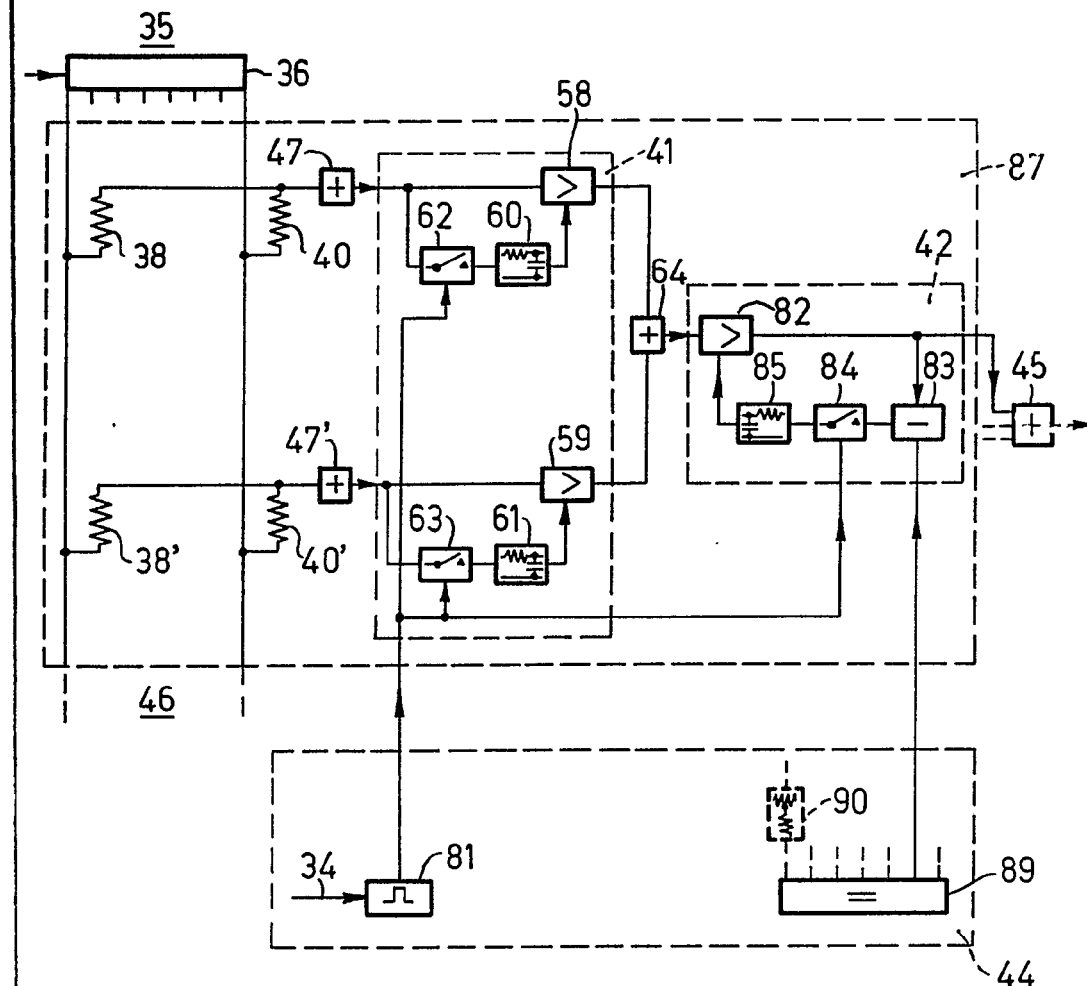


Fig.18

Alberto de Elzaburu  
Per Poder

409091

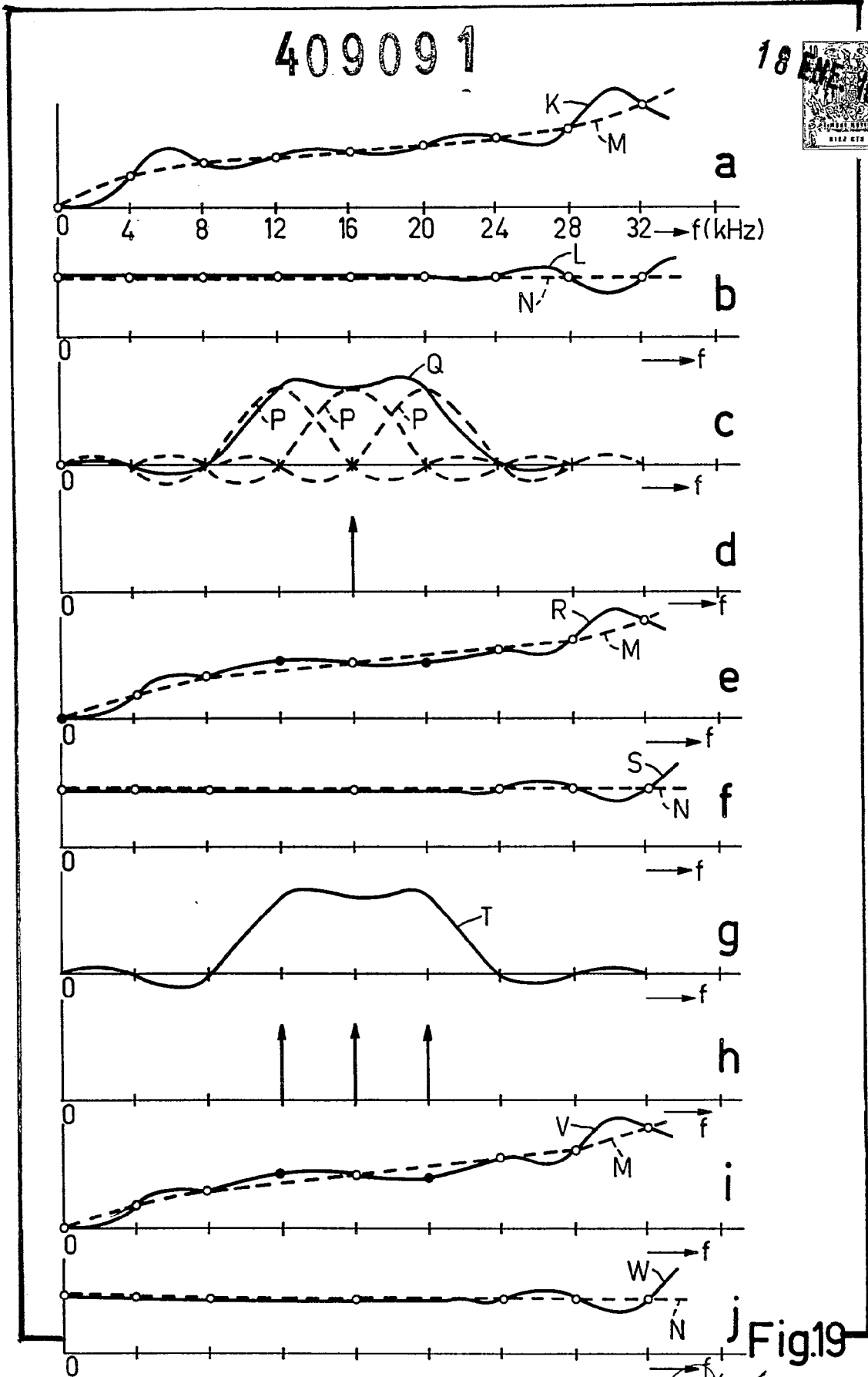


Fig.19

Alberto de Elzaburu  
Por. Póster.

4,9091

18 ENE 1973

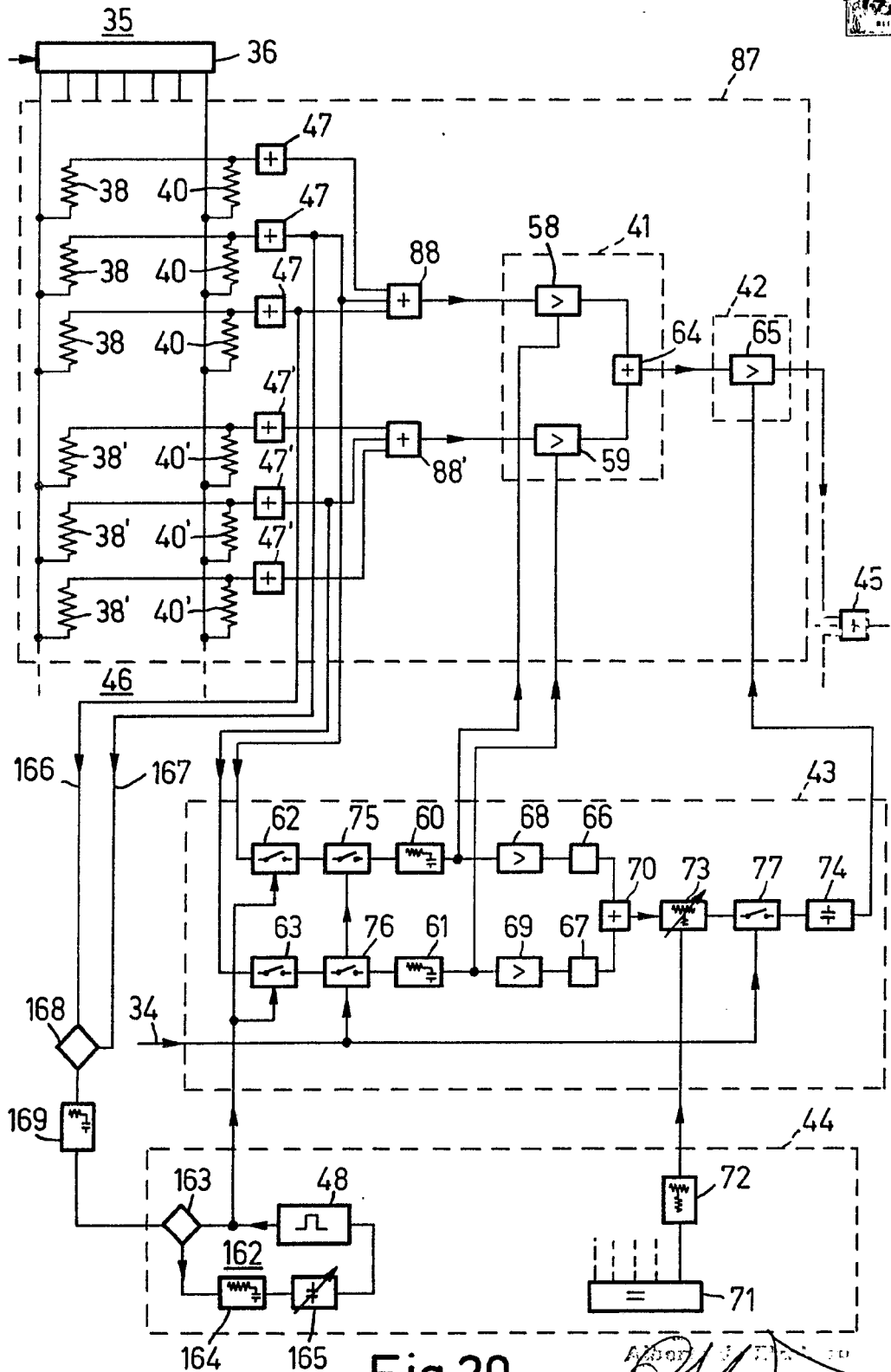


Fig. 20

AMERICAN PATENT OFFICE

409091

409091

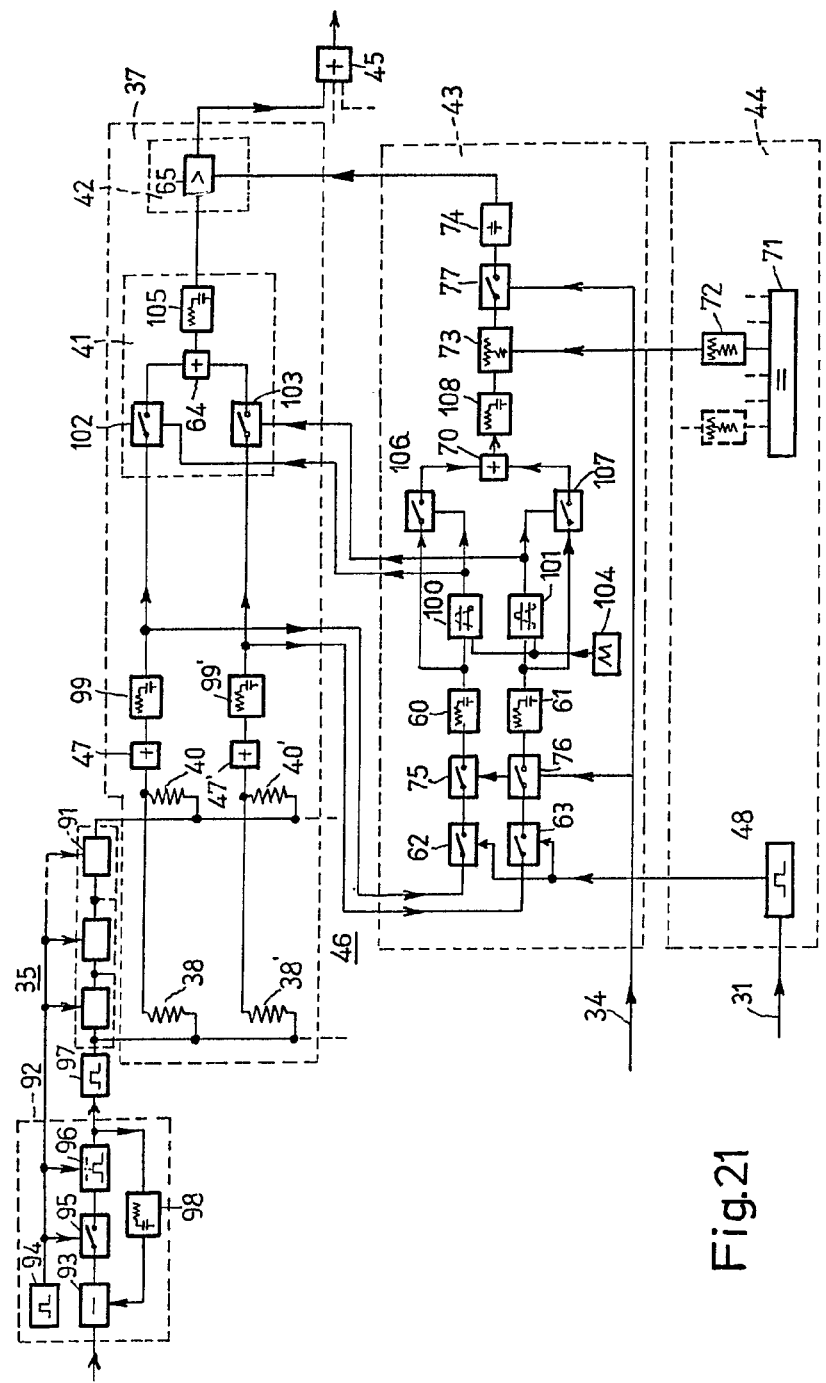


Fig. 21

*Handwritten signature or initials*

409091

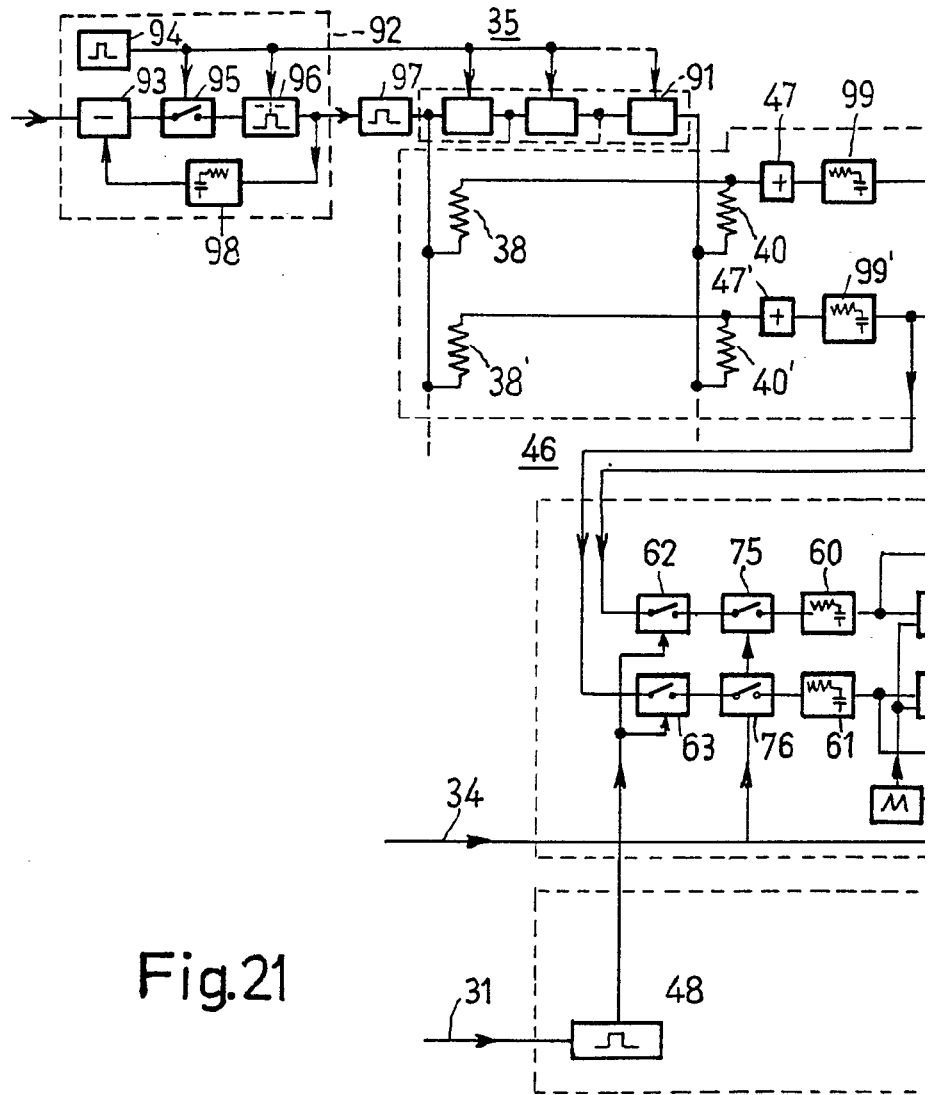
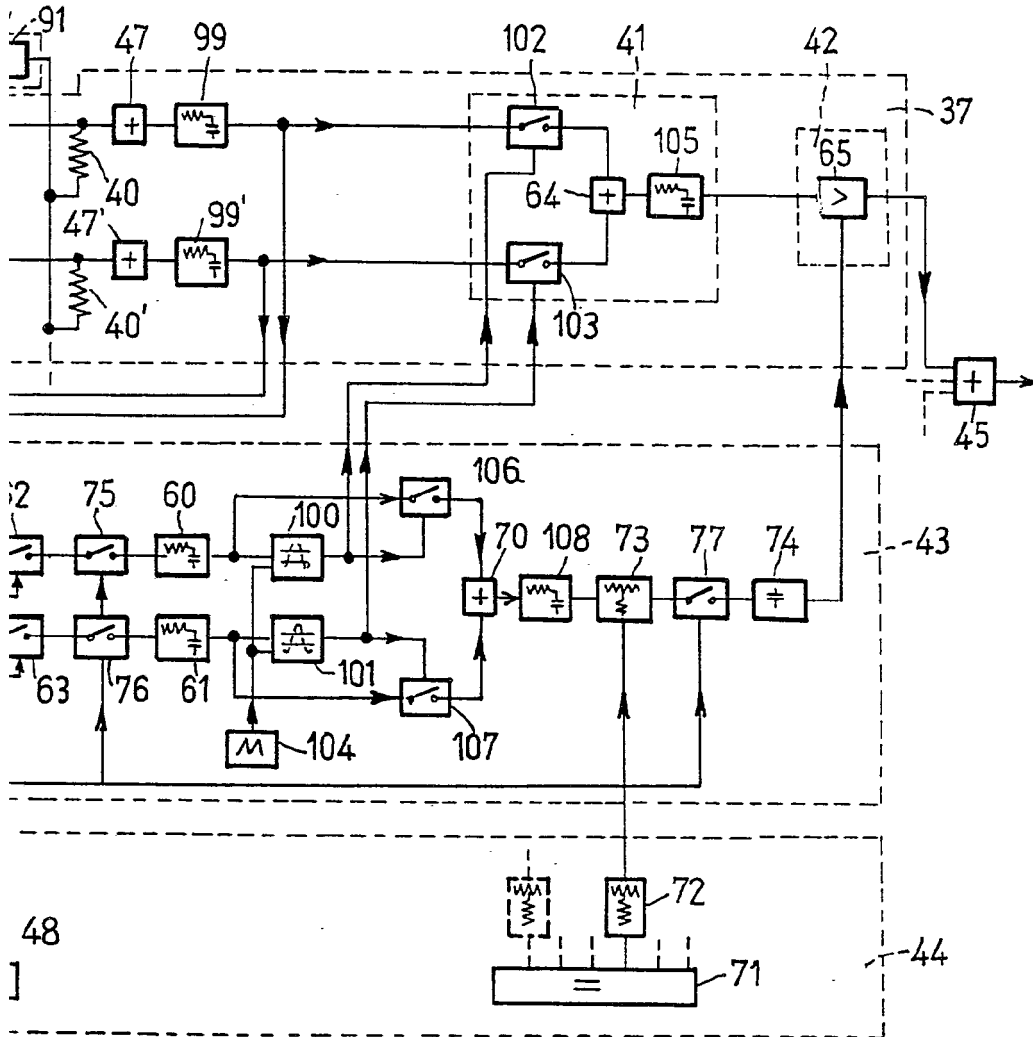


Fig. 21



409091



*Handwritten signature*  
A. J. ... Co. ...  
New York

409091

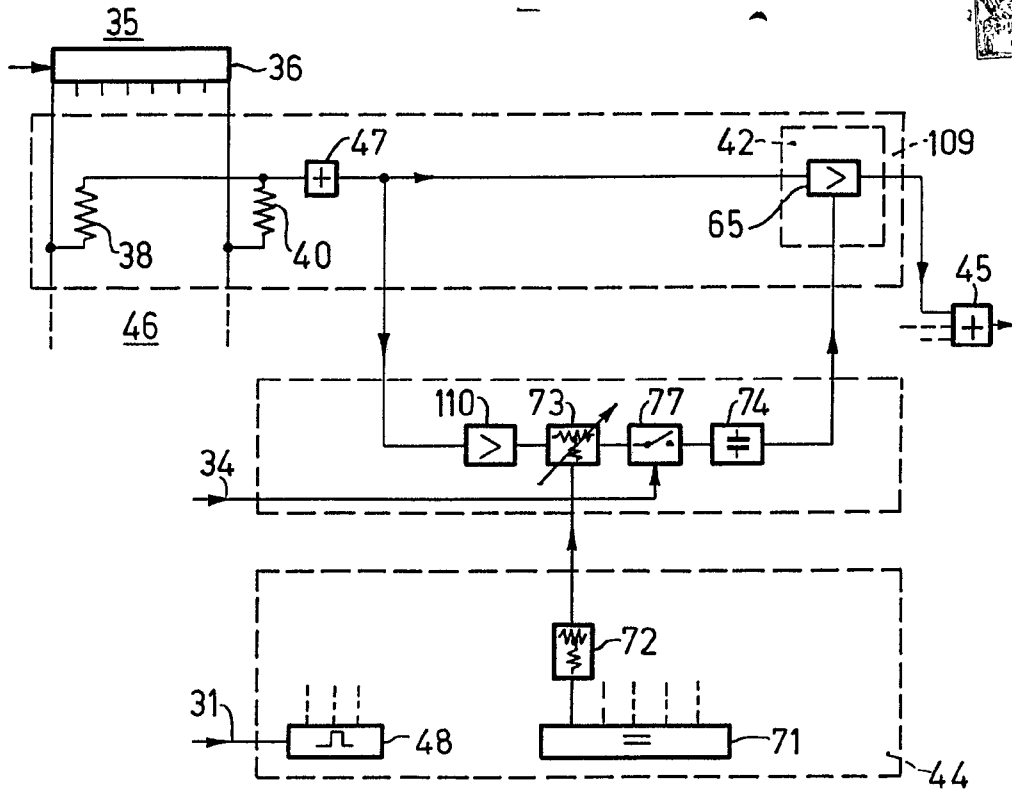


Fig. 22

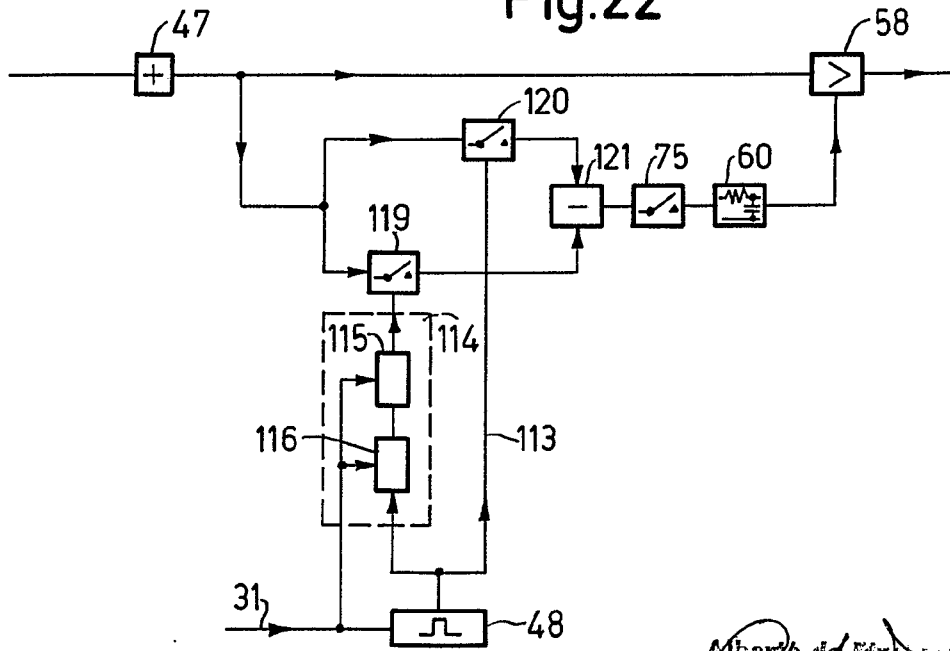


Fig. 23a

Alberto da Frazzara  
Pat. 2000

409091

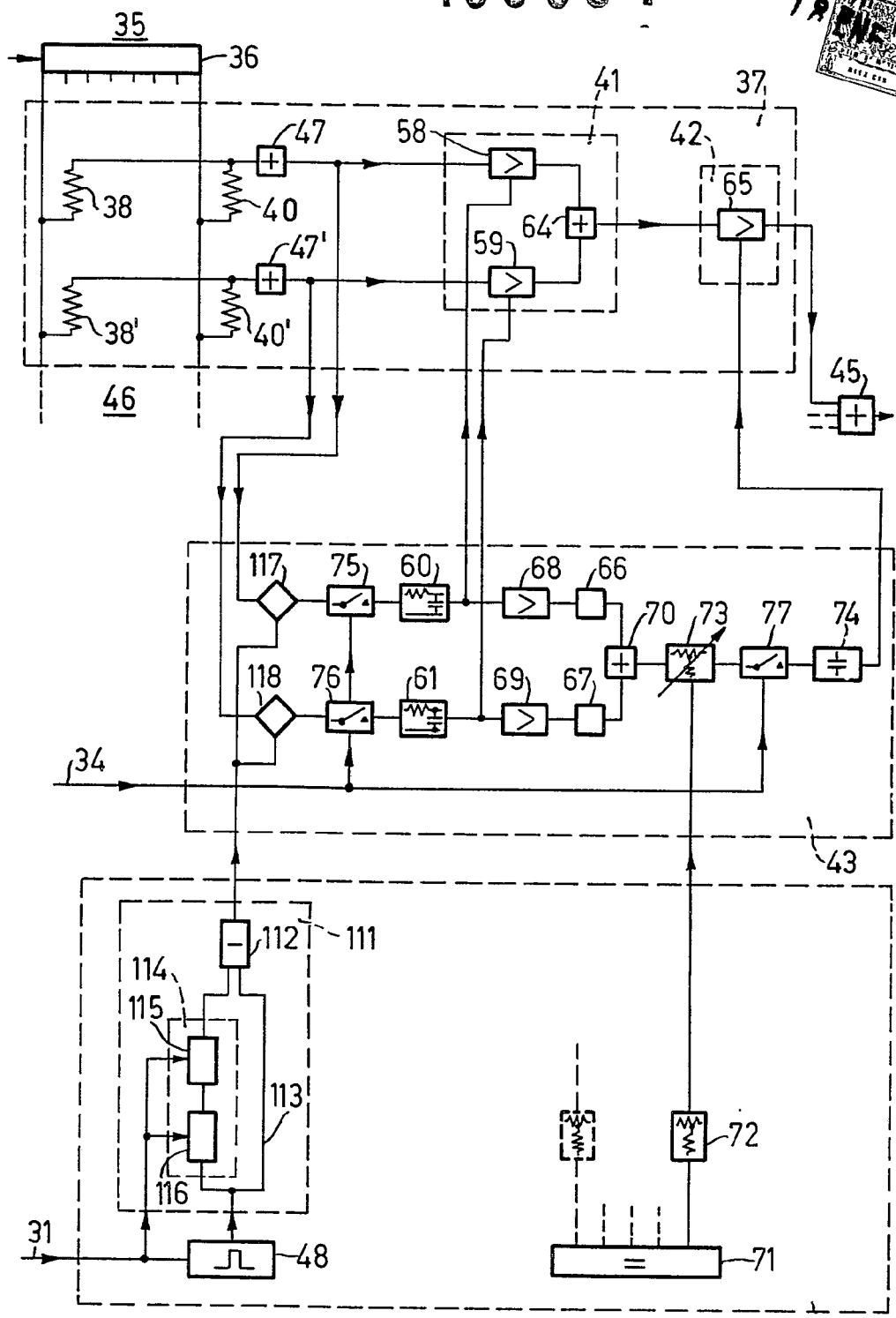


Fig. 23

Alberto de Elizaburu  
Per Poder

409091

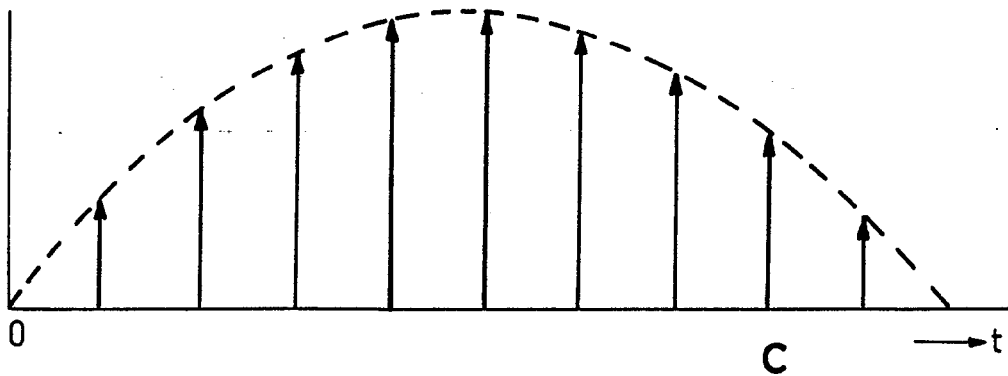
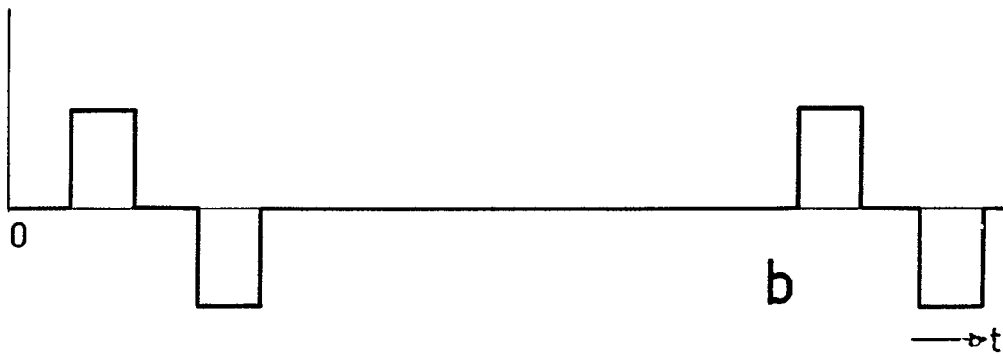
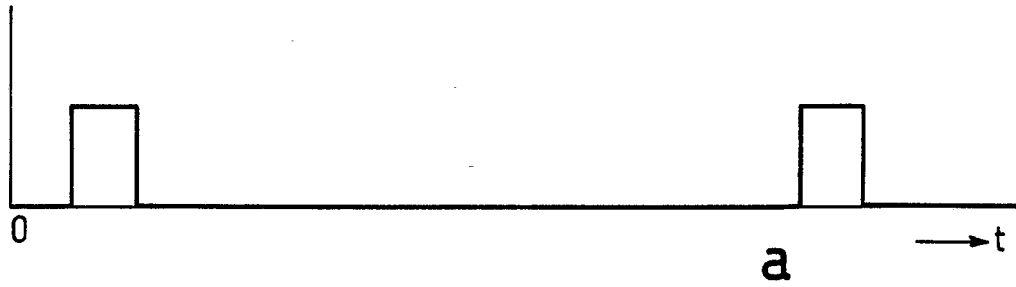


Fig. 24

Atorio de Elizaburu  
Por Pedate

409091

18 EN

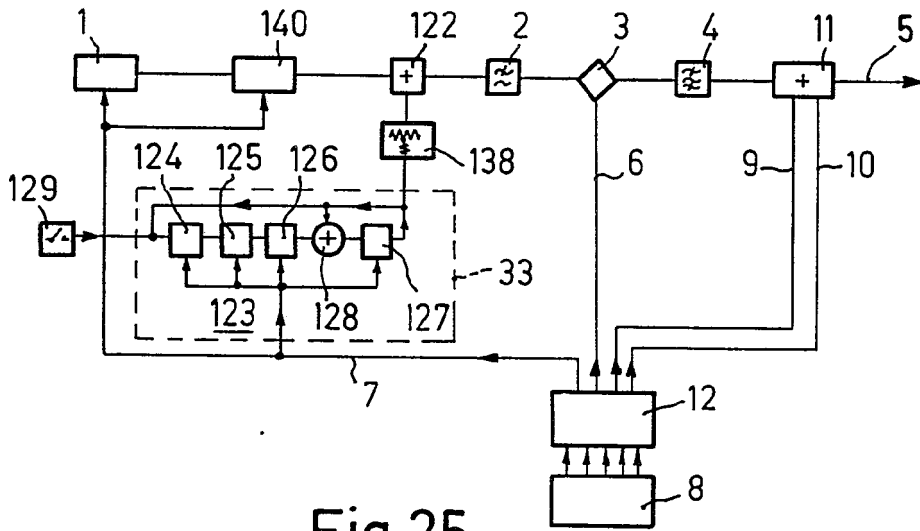


Fig. 25

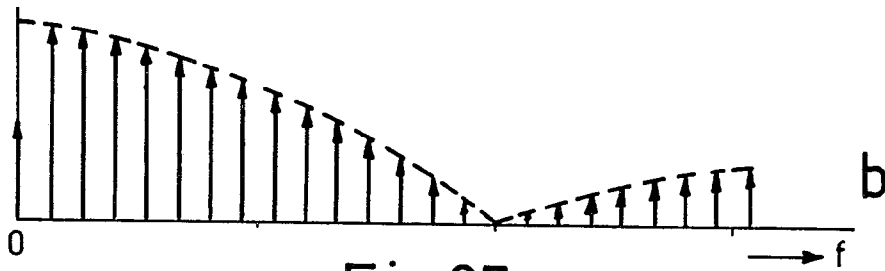
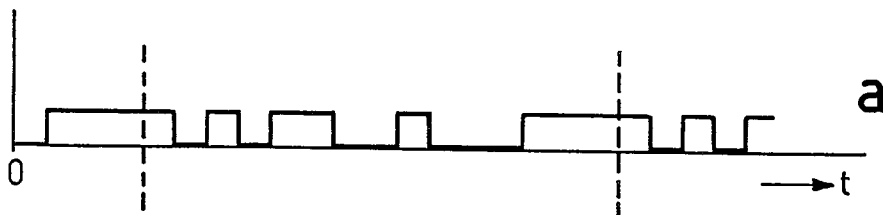


Fig. 27



409091

409091

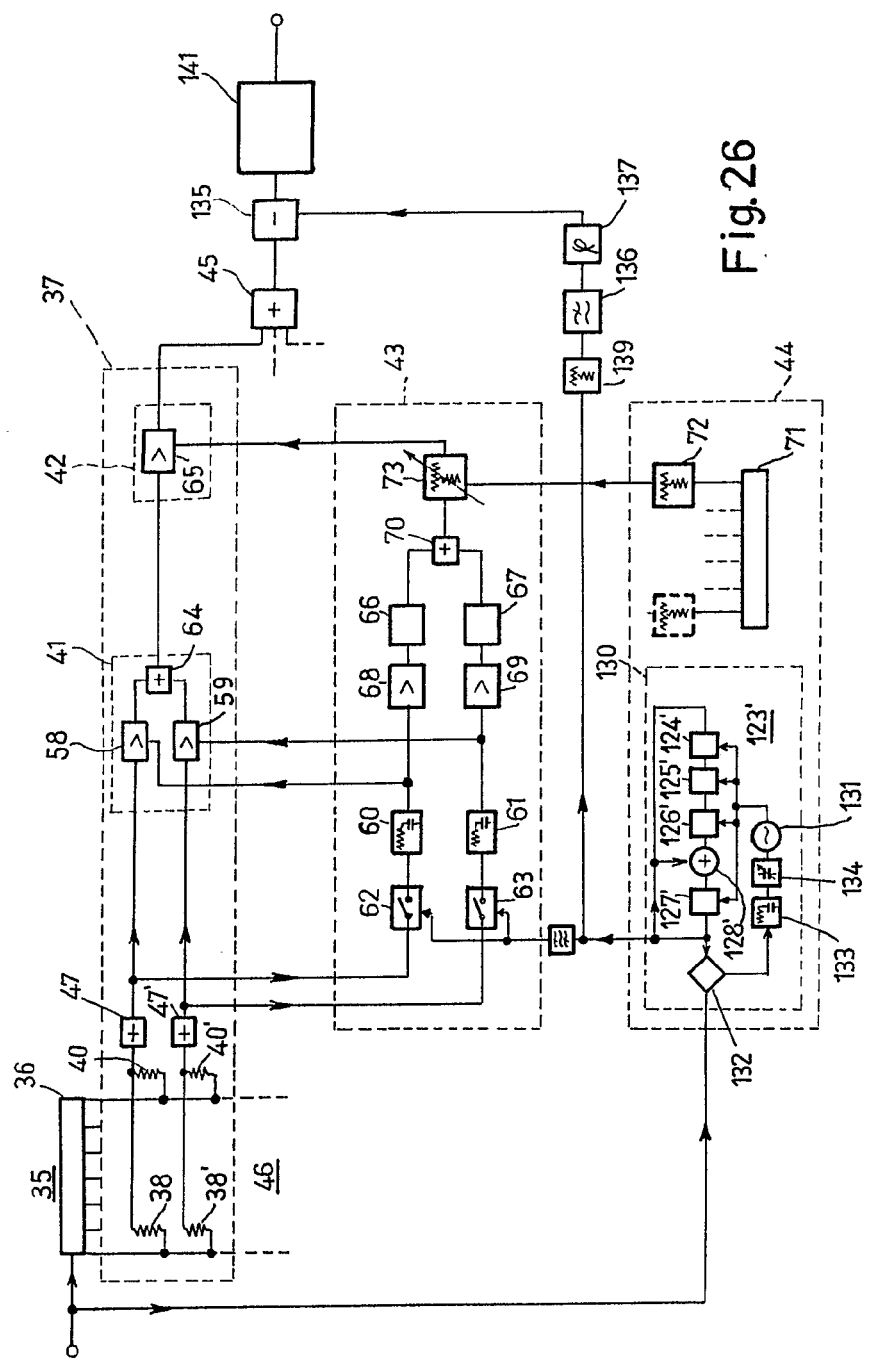
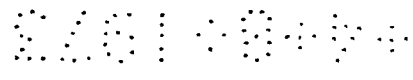


Fig. 26

*Chilton*







# 409091

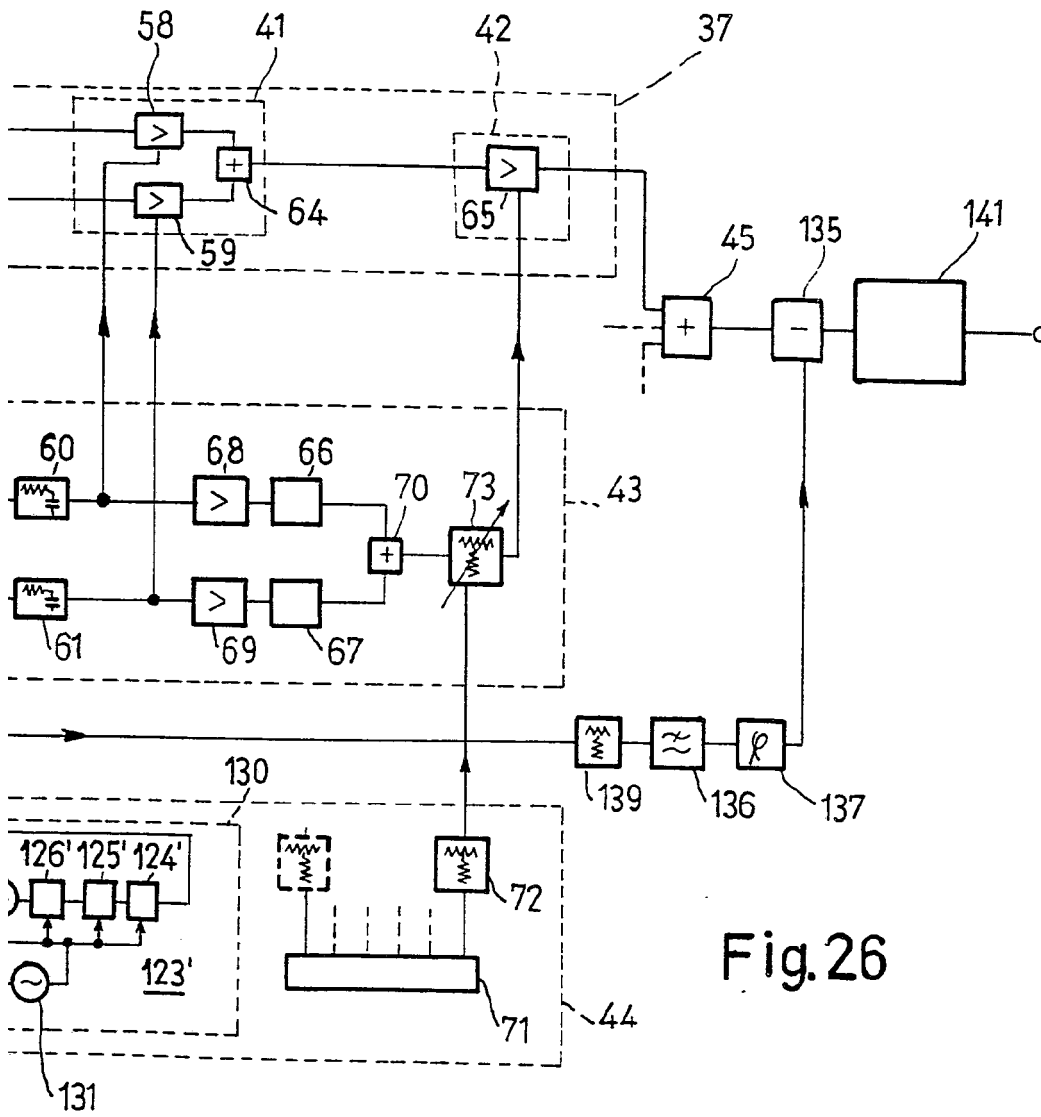


Fig. 26

*Handwritten signature or initials*

409091

18 EN

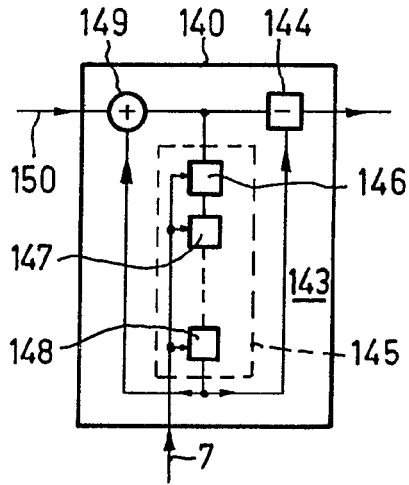


Fig. 28

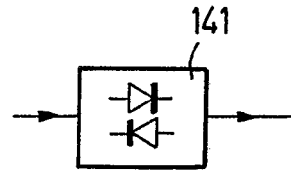


Fig. 29

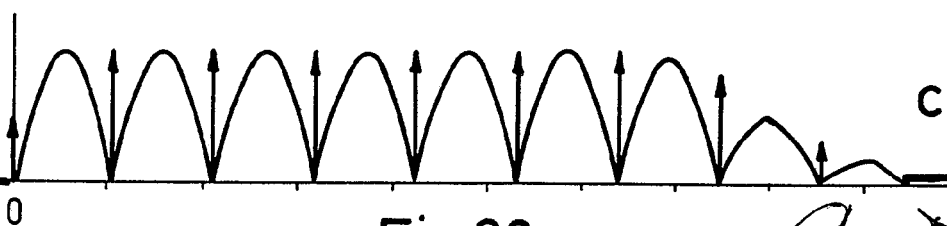
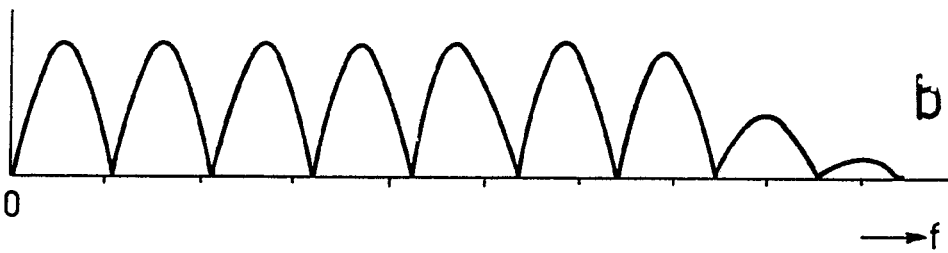
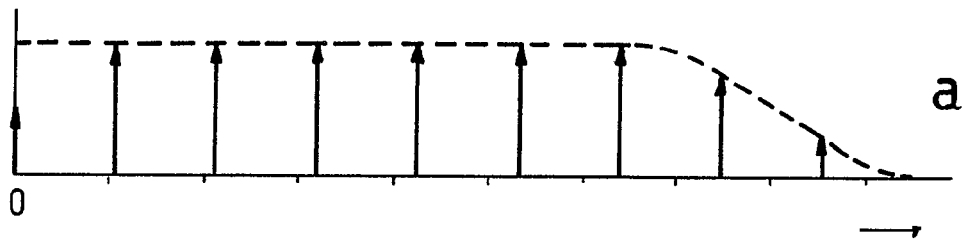


Fig. 30

Alberto de Eizabury  
Per Podes

409091

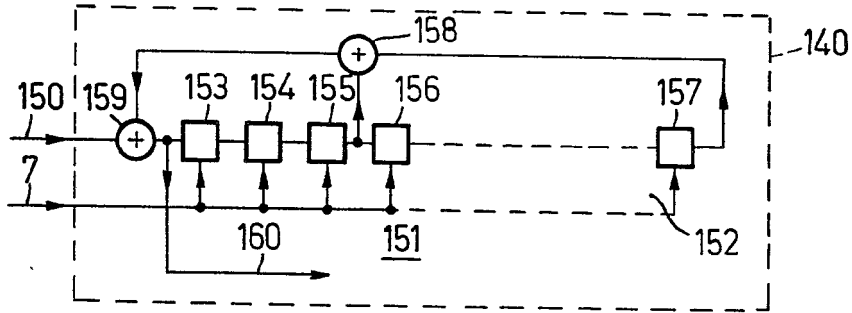


Fig.31

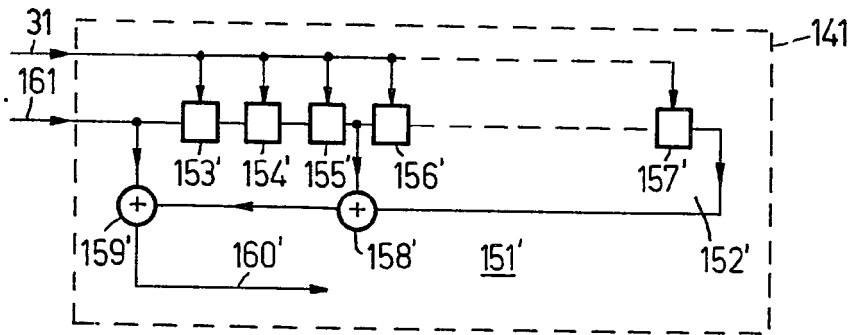
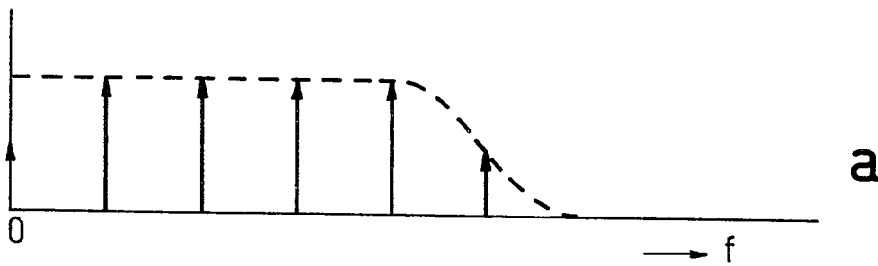
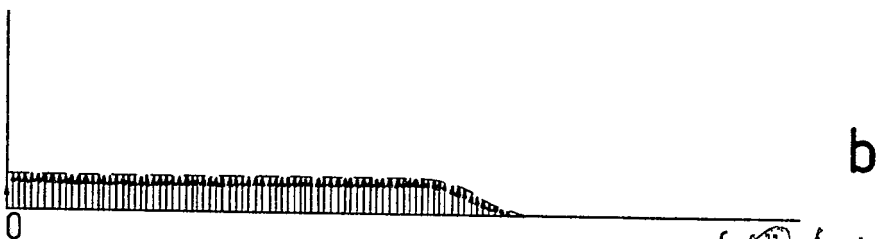


Fig.32



a



b

Fig.33

f Kiberio via Krieger Per Polar

409091

18 ENE 1973

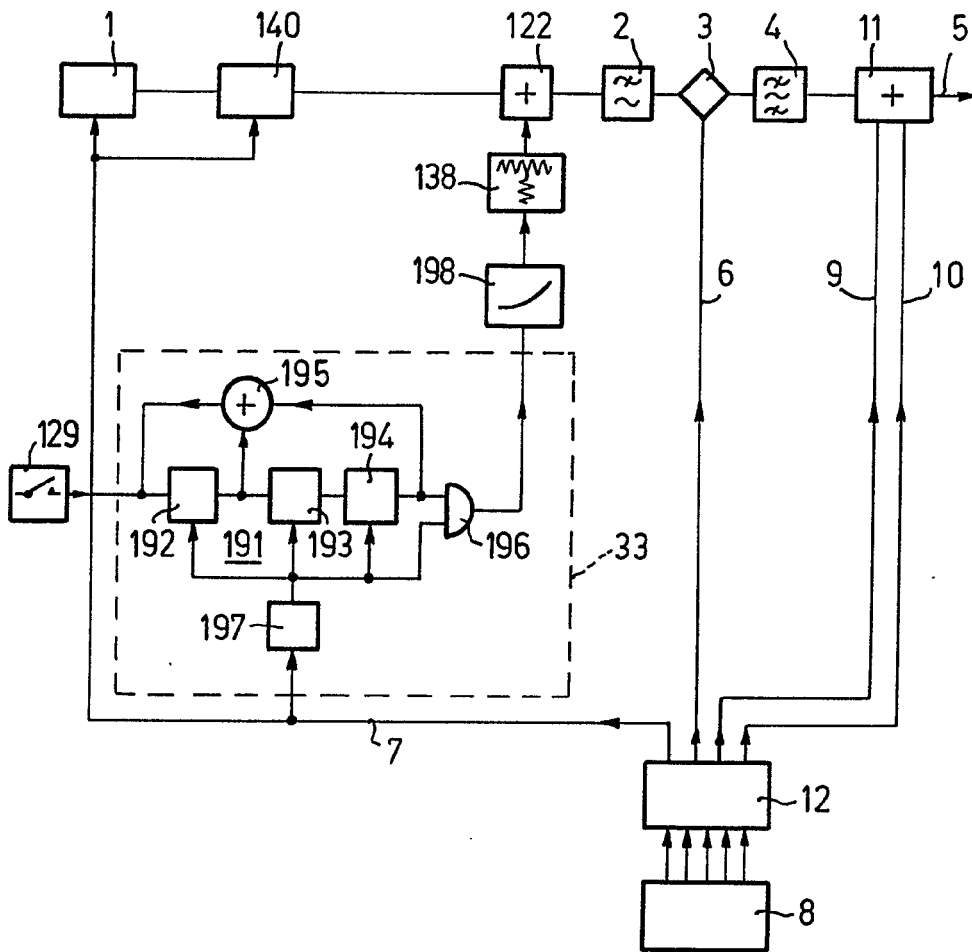


Fig.34

Alberto de Izaburu  
Per Papan

409091

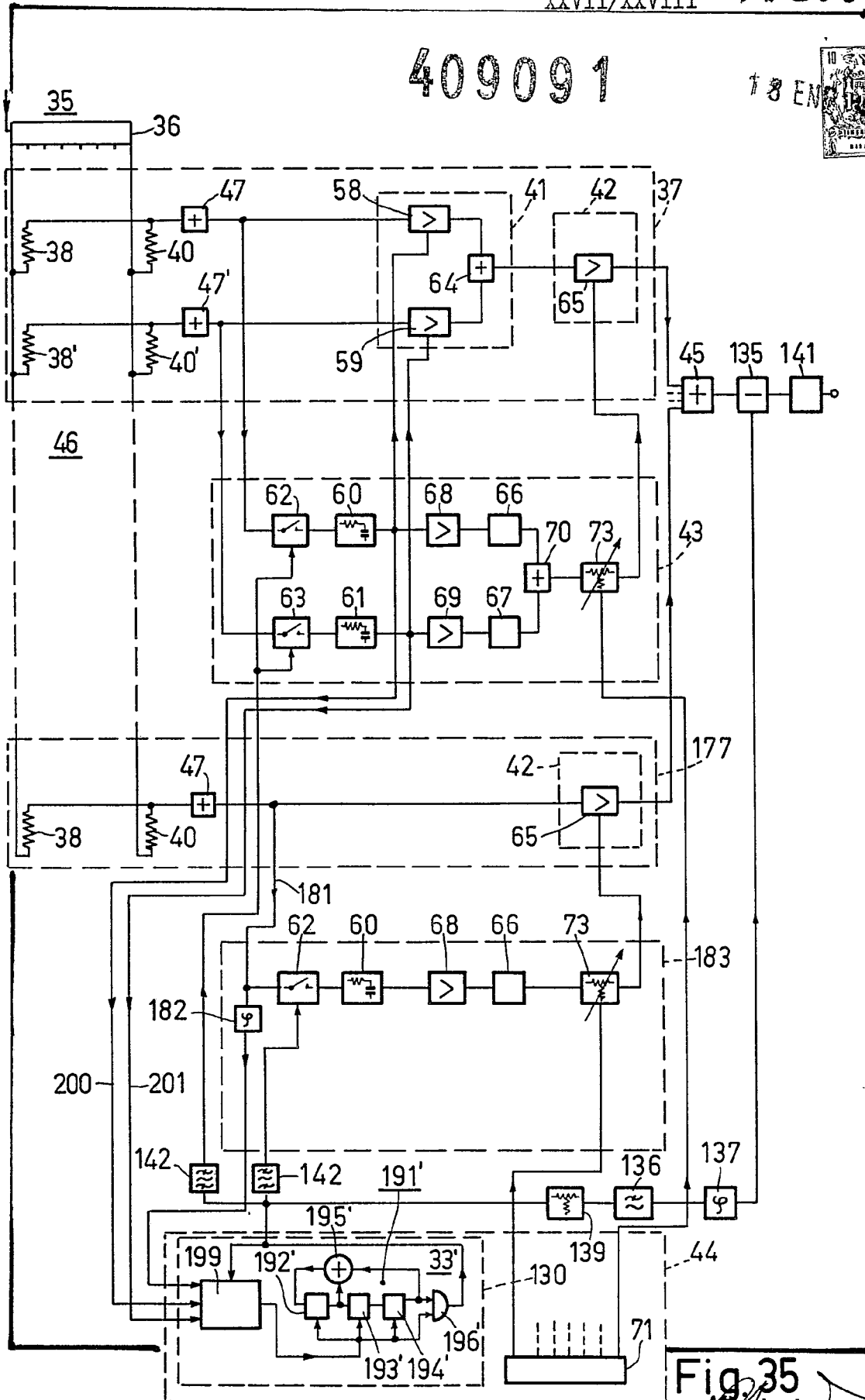


Fig. 35  
Alberto da Salsobona  
Per Padova

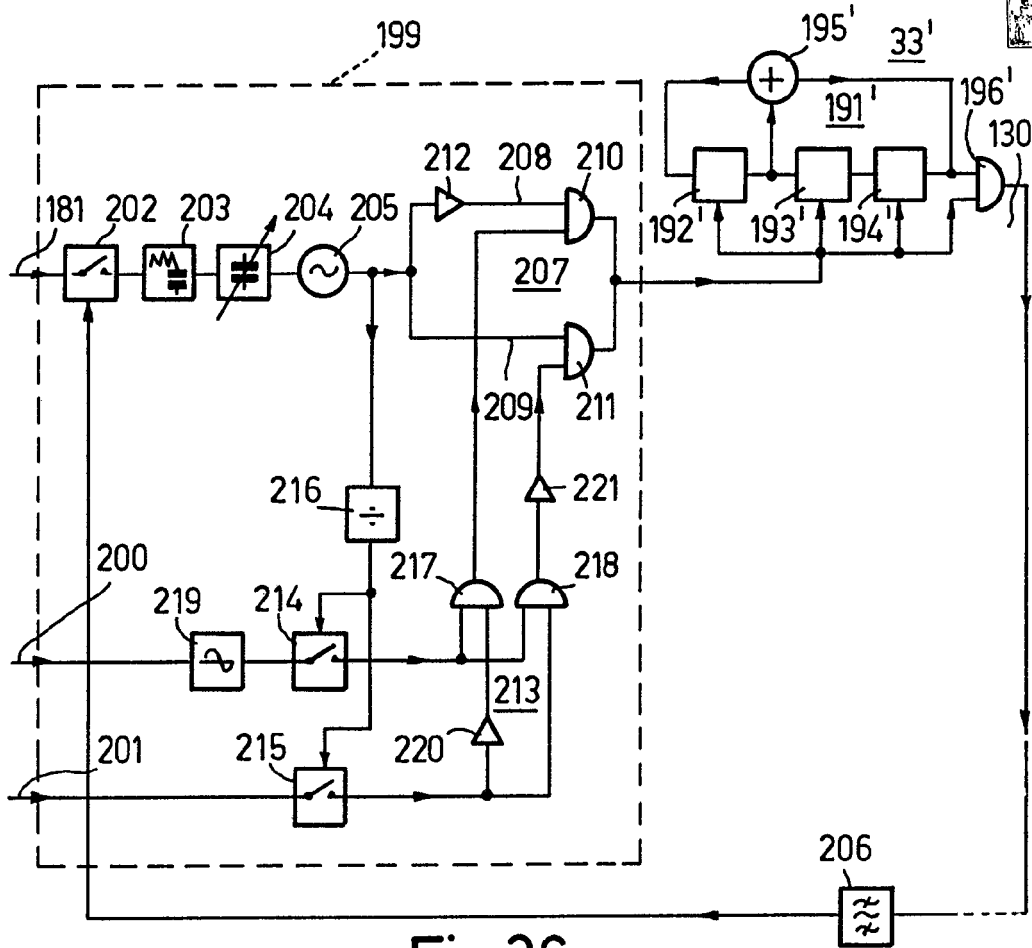


Fig.36

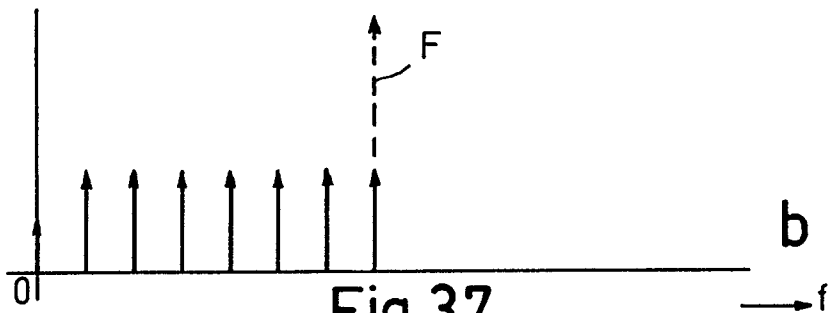
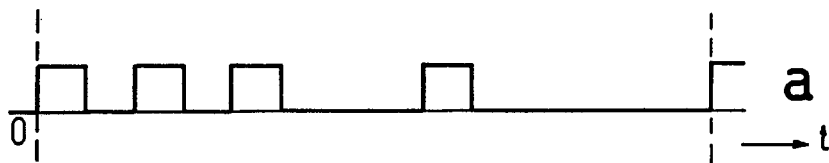


Fig.37

Alberio de Elzaburu  
Per Poder.