

P.- 44.244

PHN 3943  
Spain  
Vd/GVN

**377720**

SECCION TECNICA  
CLASIFICACION I.P.C.  
CLASE H-03  
SUBCLASE K

**Memoria descriptiva**

17A



para solicitar PATENTE DE INVENCION

por 20 años

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad / ~~de nacionalidad~~ holandesa

con domicilio en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UN DISPOSITIVO DE TRANSMISION DE IMPULSOS" (Clase Internacional H03k)



17A

La presente invención se refiere a un dispositivo de transmisión de impulsos integrado en un cuerpo semiconductor y que comprende un filtro de salida alimentado por impulsos bivalentes que aparecen al ritmo de una frecuencia de reloj, filtro de salida que está formado por un registro de desplazamiento que posee un número de elementos de registro de desplazamiento consistentes en circuitos biestables de báscula cuyo contenido se desplaza a una frecuencia de desplazamiento igual a un número entero multiplicado por la frecuencia de reloj; la señal de salida del filtro de salida se deriva de un dispositivo de combinación conectado por medio de unos circuitos de atenuación compuestos de resistencias a las salidas de los elementos de registro de desplazamiento; y además hay previstos unos puntos de conexión en el cuerpo semiconductor para las señales de impulsos a transmitir y la frecuencia de desplazamiento, y unos puntos de conexión de alimentación que tiene un potencial mutuamente diferente.

Un dispositivo de este género para la transmisión de impulsos proporciona ventajas especiales, como ya se ha descrito extensamente en anteriores solicitudes de patente a nombre de la presente solicitante. Mediante un adecuado dimensionamiento de los circuitos de atenuación conectados a los elementos de registro de desplazamiento del filtro de salida, es posible obtener de manera sencilla la característica de fase en función de la frecuencia, requerida para la transmisión de impulsos, además de la característica deseada de amplitud en función de la frecuencia. Así, por ejemplo para obtener la característica lineal de fase en función de la frecuencia, importante pa

377720



17 AB

ra la transmisión de impulsos, los circuitos o mallas de atenuación deben hacerse iguales por parejas, a partir de los extremos del registro de desplazamiento (véase la solicitud anterior, de patente holandesa, número 6514831,).

5           Además, tales dispositivo se distinguen por su especial flexibilidad de empleo. De hecho, por una parte, tales dispositivos se usan también como filtro para señales analógicas que se convierten primero, en un convertidor de analógico en numérico, en una representación codificada

10           (abreviadamente, un código) por impulsos bivalentes, aplicándose estos impulsos bivalentes a un descodificador después del tratamiento de filtro en el registro de desplazamiento provisto de circuitos de atenuación, de manera que a la salida del descodificador se obtiene la señal analógica filtrada de acuerdo con la característica de filtro

15           deseada (véase la anterior solicitud de patente holandesa número 6602900). Por otra parte, tales dispositivos pueden usarse universalmente para la modulación de impulsos, mediante el recurso de modular de la manera descrita en la

20           solicitud de patente holandesa precedente, nº 6706736, con los impulsos a transmitir en un modulador numérico, una oscilación de portadora rectangular, con una frecuencia equivalente a un número entero multiplicado por la mitad de la frecuencia de reloj de los impulsos a transmitir. Para un método arbitrario de modulación, como por ejemplo,

25           el de modulación de amplitud, modulación de fase o modulación de frecuencia, es, pues, posible ajustarse a una manera de transmisión conveniente como, por ejemplo, la de la banda lateral doble, banda lateral residual, o banda lateral única. Como se describe en la anterior solicitud

30           de patente holandesa nº, 6809708, PHN 3325, con este dispo

377720



sitivo es incluso posible corregir completamente los efectos de la influencia de los productos de modulación no deseados, mediante el uso de un circuito corrector a una frecuencia de portadora de bajo valor respecto a la frecuencia de reloj, de tal modo que en este caso se logra una transmisión de impulsos de óptima calidad.

Los dispositivos descritos son en principio adecuados para su completa integración en un cuerpo semiconductor, por estar exclusivamente compuestos de circuitos lógicos y resistencias sin empleo de elementos reactivos. Ahora bien, al utilizar los dispositivos se tropezó con dificultades en la práctica, a consecuencia del hecho de necesitarse, para obtener una característica de filtro con exactitud, gran número de circuitos o mallas de atenuación cuyos factores de transmisión difieren mutuamente en alto grado (por ejemplo, en 40 dB). Para llegar a la estructura compacta en un cuerpo semiconductor, utilizando gran número de circuitos de atenuación y, por tanto, gran número también de elementos de registro de desplazamiento, se vio que había que prestar una especial atención a la fiabilidad de funcionamiento y a la reducción de una influencia perturbadora debida a fenómenos indeseados tales como, por ejemplo, los efectos de retroacción, las desigualdades en los elementos componentes utilizados, y los fenómenos de diafonía.

Es objeto de la presente invención una estructura ventajosa de dispositivo de transmisión de impulsos integrado, del tipo descrito en el preámbulo, dispositi-



174

vo en el cual se reduce en alto grado la influencia perturbadora debida a los fenómenos indeseados que acaban de citarse, manteniéndose al propio tiempo una excelente fiabilidad.

5

El dispositivo conforme a la invención se caracteriza por la combinación de las medidas siguientes:

10

1) cada elemento de registro de desplazamiento, en forma de circuito biestable de báscula, está construido formando una unidad topológica en el cuerpo semiconductor en unión del circuito o malla de atenuación conectado al circuito de salida del biestable de báscula;

15

2) los elementos de registro de desplazamiento y las mallas o circuitos de atenuación asociados, construidos formando unidades topológicas a lo largo de las cuales se lleva una pista de frecuencia de desplazamiento conectada al punto de conexión para la frecuencia de desplazamiento, están distribuidos en el cuerpo semiconductor en filas mutuamente paralelas con un número limitado de unidades topológicas, filas paralelas que están mutuamente limitadas por unas pistas de alimentación paralelas, alternativamente conectadas por medio de pistas de alimentación colectivas y enfrentadas entre sí, a los puntos de conexión de alimentación que tienen un potencial diferente;

20

25

3) los circuitos biestables de báscula incorporados a las unidades topológicas como elementos de registro de desplazamiento son del tipo de carga con corriente de alimentación constante;

30

4) los circuitos o mallas de atenuación asociados a las diferentes unidades topológicas van conectados al dispositivo de combinación por medio de una pista de

377720



combinación que es común para las mallas de atenuación.

La solicitante de la presente es el primero en habilitar un dispositivo de transmisión de impulsos de información binaria completamente integrado en un cuerpo semiconductor, debido a la bien ordenada estructura descrita, mediante la cual se obtiene una transmisión de impulsos de excelente calidad aun con frecuencias de impulsos hasta de muchos megahertzios, según se ha visto por los diseños visuales observados.

Para que la invención pueda ponerse en práctica fácilmente, se describirán con detalle en lo que sigue algunas formas de realización de la misma, a título de ejemplo, con referencia a los dibujos esquemáticos adjuntos, en los cuales:

- la figura 1 muestra un esquema funcional o por bloques de un dispositivo de transmisión, para la transmisión de impulsos;

- la figura 2 ilustra esquemáticamente la forma de realización del invento integrada en un cuerpo semiconductor;

- la figura 3 ilustra el diseño visual asociado a la figura 2;

- la figura 4 ilustra algunos esquemas de circuito detallados de los elementos utilizados en el dispositivo de transmisión de la figura 2;

- la figura 5 es una vista esquemática en planta de parte del dispositivo de transmisión integrado de la figura 2, y especialmente del bloque 25, 38 esquemáticamente indicado en la figura 2;

- la figura 6 ilustra esquemáticamente parte de

377720



17A

una vista en plante de, por ejemplo, el bloque 16, 29;

- la figura 7 ilustra esquemáticamente una vista en planta del divisor 3 de 2:1 de la figura 2; y

5 - la figura 8 ilustra esquemáticamente, visto en planta, el modulador 2 de la figura 2.

La figura 1 ilustra un dispositivo de transmisión, para la transmisión de banda lateral residual de unas señales de impulsos binarios en una banda de frecuencias prescrita de, por ejemplo, 600-3000 Hz a una velocidad de transmisión de, por ejemplo, 2400 bauds. Los impulsos binarios, que provienen de una fuente de suministro de impulsos y cuyos instantes de aparición coinciden con unas series de impulsos de reloj equidistantes de una frecuencia de  $f_b = 2400$  Hz, se aplican como señales de modulación a un dispositivo modulador de conmutación 2, para modular en él una oscilación portadora de perfil rectangular a una frecuencia  $f_0 = 2400$  Hz. Los impulsos de reloj y la oscilación rectangular portadora se derivan ambas de dos circuitos biestables de báscula sucesivos 3, 4, conectados como divisores de 2:1, que están conectados a un generador central 5 de impulsos de una frecuencia de impulsos  $f_0 = 9600$ Hz.

En la forma de ejecución ilustrada, el dispositivo modulador 2 de conmutación está formado por dos barras de selección 6, 7 en forma de barreras disyuntivas cuyas salidas van conectadas a una barrera de selección 8 realizada en forma de barrera de coincidencia, y los impulsos que provienen de la fuente de impulsos 1 se aplican a la barrera disyuntiva 6 directamente por un lado, y por el otro y a través de un inversor 9 a la barrera dis

7-10-972



yuntiva 7; en tanto que a las dos barreras disyuntivas 6,  
7 y por medio de unas líneas 10, 11 se aplican también unas  
oscilaciones portadoras que difieren mutuamente en fase en  
180°, derivándose las oscilaciones portadoras de distintas  
5 salidas del divisor 4 de 2:1. La oscilación portadora de  
perfil rectangular que proviene del divisor 4 de 2:1 está  
modulada en fase con la ayuda del dispositivo modulador de  
conmutación 2 por la serie de impulsos a transmitir. En par  
10 ticular, cuando hay presente un impulso a transmitir proce  
dente de la fuente de impulsos 1, la oscilación portadora  
del divisor de frecuencia 4 se aplicará directamente a tra  
vés de la línea 10, y de la barrera disyuntiva 6, a la ba  
rrera de coincidencia 8; en tanto que, recíprocamente, la  
oscilación portadora invertida se aplica por medio de la  
15 línea 11 de portadora y de la barrera disyuntiva 7, a la  
barrera de coincidencia 8, en ausencia de impulso a trans  
mitir de la fuente de impulsos 1. La señal de salida de la  
barrera de coincidencia 8 se aplica a un filtro de salida,  
por medio de un regenerador de impulsos 12 realizado en for  
20 ma de circuito biestable de báscula controlado por los im  
pulsos procedentes del generador central 5 de impulsos, es  
tando dicho filtro de salida conectado por medio de una lí  
nea de salida 13 a un amplificador de salida para ulterior  
transmisión a lo largo de un cable de transmisión. Del am  
25 plificador de salida no se dan más detalles en la figura.

Para obtener un dispositivo particularmente ven  
tajoso para la transmisión de impulsos y como el ya des  
crito en las anteriores solicitudes de patente holandesas  
6514831 y 6706736, el filtro de salida está constituido  
30 por un filtro numérico que comprende un registro de des-

377720

17 AB



plazamiento 14 dotado de un número de elementos de registro de desplazamiento 15 a 26 inclusive, cuyo contenido se desplaza bajo el control de unos impulsos de desplazamiento derivados del generador central de impulsos 5. La frecuencia de desplazamiento  $f_d$  del registro de desplazamiento 14 se deriva, pues, del generador central 5 de impulsos, lo mismo que la frecuencia de reloj  $f_b$  y que la frecuencia de portadora  $f_c$ . La frecuencia de desplazamiento  $f_d$ , de hecho, se deriva directamente del generador de impulsos 5, y la frecuencia de reloj  $f_b$  y la de portadora  $f_c$  se derivan tras de una división por 4 de la frecuencia en los divisores de frecuencia 3, 4.

Para obtener la característica de transferencia deseada, del tipo de banda lateral residual, los elementos de registro de desplazamiento 15 a 26 inclusive del filtro numérico van conectados, por medio de unos circuitos de atenuación que comprenden unas resistencias 27 a 39 inclusive, a un dispositivo de combinación en forma de resistencia 40, del cual se derivan por medio de la línea de salida 13 las señales de salida del dispositivo de transmisión. En esta forma de realización, los elementos de registro de desplazamiento 15 a 26 inclusive consisten en unos circuitos biestables de báscula.

La función de transferencia deseada del dispositivo de transmisión se obtiene con la ayuda del filtro numérico, dando las adecuadas proporciones a los respectivos coeficientes de transferencia  $C_{-6}$ ,  $C_{-5}$ ,  $C_{-4}$ ,  $C_{-3}$ ,  $C_{-2}$ ,  $C_{-1}$ ,  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$  de los circuitos de atenuación 27-39 para un período de desplazamiento dado  $d = 1/f_d$ . Las anteriores solicitudes de patente holandesa 6514831 y 6706736

377720

377720

1 / A



muestran que con  $2N$  elementos de registro de desplazamiento y con unos circuitos de atenuación que, partiendo de los extremos del registro de desplazamiento  $14$ , sean iguales por parejas, y con que sus coeficientes de transferencia  $C_k$  satisfagan la condición

$$C_{-k} = C_k, \text{ con } k = 1, 2 \dots N,$$

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

$$\psi(\omega) = C_0 + \sum_{k=1}^N 2 C_k \cos k\omega d,$$

y cuya característica de fase en función de la frecuencia,  $\phi(\omega)$ , presenta una variación exactamente lineal con arreglo a la ecuación

$$\phi(\omega) = N\omega d$$

La característica de amplitud en función de la frecuencia, pues, constituye una serie de Fourier desarrollada en términos de coseno, cuya periodicidad  $\Omega$  viene dada por la ecuación

$$\Omega d = 2\pi.$$

Si se va a obtener una característica dada  $\psi_0(\omega)$  de amplitud en función de la frecuencia, los coeficientes  $C_k$  de la serie de Fourier pueden determinarse con la ayuda de la relación siguiente:

377720

17 AB



$$C_k = (1/\Omega) \int_0^{\Omega} \psi_0(\omega) \cos k\omega d\omega.$$

La forma de la característica de amplitud en función de la frecuencia queda así completamente determinada, pero el comportamiento periódico de la serie de Fourier da lugar a que la característica deseada de amplitud en función de la frecuencia se repita con una periodicidad  $\Omega$  en el espectro de frecuencias, creándose así unas regiones de paso adicionales en el dispositivo de transmisión. Estas regiones adicionales de paso no son perturbadoras en la práctica, ya que en el caso de que el valor de la periodicidad  $\Omega$  sea suficientemente alto, lo que significa que el período de desplazamiento  $d$  tenga un valor suficientemente pequeño, la distancia en frecuencia entre la región de paso deseada y la inmediata sucesiva adicional es lo bastante grande para que las regiones de paso adicionales puedan suprimirse por medio de un sencillo filtro supresor a la salida del amplificador de salida, sin influir de manera alguna en la característica de amplitud/frecuencia ni en la linealidad de la característica de fase/frecuencia en la región de paso deseada. El filtro supresor está formado, por ejemplo, por un filtro de paso bajo que consta de una resistencia y un condensador.

Se logra una importante ampliación del campo de aplicaciones, por el hecho de derivarse las señales de impulsos invertidas de los elementos de registro de desplazamiento, y esas señales de impulsos invertidas aparecen también en los circuitos biestables de báscula, cuando los elementos de registro de desplazamiento constan de estos biestables de báscula. Como consecuencia es posible obtener coeficientes  $C_k$  negativos en la serie de Fourier. Ade

377720



más es posible obtener una característica  $\psi(\omega)$  de amplitud/frecuencia en forma de serie de Fourier desarrollada, con una característica lineal de fase en función de la frecuencia. A este fin, los circuitos de atenuación se hacen aquí también iguales por parejas a partir de los extremos del registro de desplazamiento 14, pero el circuito central de atenuación 33 tiene un coeficiente de transferencia  $C_0$  igual a cero, y la señal de impulso invertida se aplica a los circuitos de atenuación que siguen a este circuito de atenuación 33 de manera que, con  $2N$  elementos de registro de desplazamiento, los coeficientes de transferencia  $C_k$  satisfacen la ecuación

$$C_{-k} = -C_k, \text{ con } k = 1, 2, \dots, N.$$

Para la función de transferencia, pues, vale decir que

$$\psi(\omega) = \sum_{k=1}^N 2 C_k \text{ sen } k\omega d,$$

y que 
$$\phi(\omega) = -N\omega d + \pi/2,$$

expresiones en las cuales los coeficientes  $C_k$  de la serie de Fourier pueden determinarse con la ayuda de la relación

$$C_k = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} \psi(\omega) \text{ sen } k\omega d \, d\omega.$$

Mediante la adecuada elección de los coeficientes de transferencia de los circuitos o mallas de atenuación, es posible obtener así una característica cualquiera arbitraria de amplitud en función de la frecuencia con características lineal de fase en función de la frecuencia, de modo que las señales de impulsos moduladas aplica

377720



das al filtro numérico puedan filtrarse de cualquier mane-  
 ra conveniente sin introducir distorsión de fase. En cuan-  
 to a que para obtener una determinada característica de am-  
 plitud en función de la frecuencia se elija un desarrollo  
 5 en serie de Fourier con arreglo a términos en seno o en  
 coseno, ello depende de en cuál de estos dos casos los coe-  
 ficientes de transferencia  $C_k$  de los circuitos de atenua-  
 ción tengan sus valores más adecuados en la práctica.

Así, en la forma de ejecución ilustrada, en la  
 10 cual la característica de transferencia tiene la variación  
 indicada en el diagrama de frecuencias 41 de la figura 1,  
 los coeficientes de transferencia  $C_k$  de los circuitos de  
 atenuación vienen determinados por un desarrollo en serie  
 de Fourier con arreglo a términos en seno, y los coeficien-  
 15 tes de transferencia  $C_k$  son, sucesivamente,

$$\begin{array}{ll}
 C_0 = 0 & C_4 = + 9,36 \\
 C_1 = -4,80 & C_5 = +42,2 \\
 C_2 = -7,20 & C_6 = -50,5 \\
 C_3 = +17,0 &
 \end{array}$$

20 en tanto que los coeficientes de transferencia  $C_{-k}$  vienen  
 dados por la relación  $C_{-k} = -C_k$ .

Una vez ajustada esta función de transferencia  
 para una óptima recuperación de las señales de impulsos  
 25 originales, este ajuste óptimo se conserva también en caso  
 de condiciones de trabajo variables, tales como las varia-  
 ciones en la frecuencia  $f_0$  del generador central de impul-  
 sos 5 a consecuencia de la variación congruente de la fun-  
 ción de transferencia con la frecuencia  $f_0$ ; es decir, que  
 30 si  $f_0$  varía en un determinado factor, tanto la frecuencia

**377720**

de reloj  $f_p$  como la de portadora  $f_c$  y la de desplazamiento  $f_d$  varían en el mismo factor, con el resultado de que, en una escala de frecuencias modificada en el mismo factor, la característica de amplitud en función de la frecuencia conserva su forma primitiva, y la característica de fase en función de la frecuencia conserva asimismo su variación lineal. El dispositivo de transmisión descrito presenta una especial flexibilidad, en cuanto puede usarse sin dificultades para otras velocidades de impulsos. Si los impulsos a transmitir tienen, por ejemplo, una frecuencia de reloj diez veces mayor, asociada así con una frecuencia del generador central de impulsos 5 diez veces mayor también, la escala de frecuencias de la característica de transferencia aumentará entonces automáticamente en un factor de 10 sin dejar de conservar la forma de la característica de amplitud en función de la frecuencia y la variación lineal de la característica de fase en función de la frecuencia.

La figura 2 ilustra esquemáticamente la forma de realización, conforme al presente invento, del dispositivo de transmisión integrado en un cuerpo semiconductor representado por el recuadro 42 de trazo interrumpido de la figura 1, y en el que los puntos de conexión para la fuente de impulsos 1 están designados por el número de referencia 43, los del generador central 5 de impulsos por el número de referencia 44, y los que son para la salida de frecuencia de reloj por el número de referencia 45, en tanto que los puntos de conexión de alimentación, que tienen un potencial mutuamente distinto están designados por los números de referencia 46, 47. El punto 46 de conexión



de alimentación, por ejemplo, está conectado a masa, y los puntos 47 de conexión de alimentación están conectados a una fuente de potencial negativo. Para mayor claridad, los elementos correspondientes a los de la figura 1 tienen en la figura 2 los mismos números de referencia.

En principio, el dispositivo global de transmisión resulta eminentemente adecuado para una forma de realización integrada en un cuerpo semiconductor, puesto que, como ya se ha indicado en la figura 1, está constituido exclusivamente por circuitos lógicos y resistencias. Ahora bien, en la práctica se ha tropezado con dificultades de ejecución de esta forma de realización, por tener que imponerse requisitos rigurosos de precisión o exactitud y, simultáneamente, requisitos especiales de disipación de calor. Para llegar a la estructura concentrada que comprende gran número de elementos dentro de una pequeña superficie (por ejemplo, 172 resistencias y 203 transistores dentro de una superficie de 2,7 x 2,1 mm), la tensión de alimentación se hace extremadamente pequeña, y en particular los puntos de conexión de alimentación 46, 47 se conectan a una tensión de alimentación de -1,5 V, en tanto que para esta pequeña tensión de alimentación se tiene, en la resistencia 40 de salida del dispositivo de transmisión, una tensión de salida de 30 mV. Además, para una transmisión de impulsos de calidad sobresaliente, conviene tener una precisión relativa de aproximadamente 1% en las relaciones o cocientes entre los factores de transferencia de los circuitos de atenuación 27-39 y la resistencia de salida 40, factores de transferencia que difieren entre sí en un factor de por lo menos 10, como se ha visto por los valores

377720



17 ABR

arriba citados de los coeficientes de transferencia  $C_k$ .

5 Para la tensión de salida de 30 mV, este requisito de precisión para las unidades por separado significa una precisión de pocas centésimas de un milivoltio (decenas de microvoltio), demdo que este requisito de exactitud será del orden de magnitud de los fenómenos perturbadores que se presenten, tales como los de diafonía capacitiva y galvánica, retroacción por el circuito de alimentación, pérdidas de tensión en las pistas de alimentación, y similares.

10

Con arreglo al presente invento, los requisitos antes citados, que son técnicamente muy rigurosos, se satisfacen mediante la combinación de las medidas siguientes:

1) Cada elemento de registro de desplazamiento 15-26, en forma de circuito biestable de báscula, está 15 construido formando una unidad topológica en unión del circuito o malla de atenuación 28-39 conectado al circuito de salida del biestable de báscula.

2) Los elementos 15-26 de registro de desplazamiento y las mallas o circuitos de atenuación 28-39 asociados, 20 construidos formando unidades topológicas a lo largo de las cuales se lleva una pista 48 de frecuencia de desplazamiento conectada a los puntos de conexión 44 para la frecuencia de desplazamiento, están distribuidos en filas mutuamente paralelas con un número limitado de unidades 25 topológicas, filas paralelas que están mutuamente limitadas por unas pistas 49-53 de alimentación paralelas, alternativamente conectadas por medio de pistas de alimentación 54, 55 colectivas y enfrentadas entre sí, a los puntos 46, 30 47 de conexión de alimentación que tienen un potencial di-

377720



17A

ferente. Los puntos de conexión entre los elementos 15-26 de registro de desplazamiento y la pista 48 de frecuencia de desplazamiento están esquemáticamente representados en la figura mediante unas partes transversalmente salientes de la pista 48 de frecuencia de desplazamiento.

5

3) Los circuitos biestables de báscula 15-26 incorporados a las unidades topológicas son del tipo de carga con corriente de alimentación constante, es decir, que estos circuitos biestables de báscula llevan la misma corriente de alimentación en los dos estados estables. Para poder manipular elevadas frecuencias de impulsos, se usan con ventaja circuitos biestables de báscula sin fenómenos de saturación en el transistor, y en particular biestables de báscula del tipo de acoplamiento por emisor, como se ve ra con mayor detalle en la figura 4. Especialmente para la forma de realización integrada en un cuerpo semiconductor, el circuito biestable de báscula descrito del tipo acoplado por emisor resulta particularmente adecuado, debido al reducido número de transistores, de manera que la disipación puede mantenerse a un valor muy bajo.

10

15

20

4) Los circuitos o mallas de atenuación 27-39 asociados a las diferentes unidades topológicas van conectados al dispositivo de combinación 56, por medio de una pista de combinación 56 común para todas las mallas de atenuación 27-39.

25

Con arreglo al esquema de circuitos fundamentales de la figura 1, la tensión de salida del regenerador de impulsos 12 va aplicada al filtro numérico, que está controlado por la frecuencia de desplazamiento a través de la pista 48 de frecuencia de desplazamiento, y alimentado

30

377720



por la tensión de salida del modulador de conmutación 2, mientras el circuito de salida del regenerador de impulsos 12 va conectado por medio de un circuito de atenuación 27 a la pista de combinación 56. Los impulsos procedentes de la fuente de impulsos 1 se aplican a la entrada del modulador de conmutación 2 por medio del punto de conexión 43, y por medio de las pistas de portadora 57, 58 unas oscilaciones de portadora que difieren  $180^\circ$  en fase y se derivan del circuito en cascada de los divisores 3, 4 de 2:1, estando el divisor 3 de 2:1 controlado por el generador central de impulsos 5 a través del punto de conexión 44, y el divisor 4 de 2:1 controlado por el divisor 3 de 2:1. La tensión de salida del dispositivo de transmisión integrado en un cuerpo semiconductor está derivada del punto de conexión 59 de la resistencia de combinación 40, aplicándose dicha tensión de salida para ulterior transmisión al amplificador de salida no representado en la figura.

En el transmisor ilustrado, la señal de impulsos modulada sobre una oscilación de portadora rectangular en el modulador de conmutación 2 se aplica, tras la regeneración de los impulsos en el regenerador de impulsos 12, al filtro numérico que está compuesto de las unidades topológicas espacialmente separadas, compuestas de los circuitos biestables de báscula 15-26 y los circuitos o mallas de atenuación 28-39 asociados, desplazándose el contenido de información de los elementos de registro de desplazamiento 15-26, formados por los circuitos biestables de báscula, bajo el control de los impulsos de desplazamiento que llegan a través de la pista de frecuencia de desplazamiento 48 que va serpenteando a lo largo de las



unidades topológicas 15, 28; ...; 26, 39 colocadas en fi-  
las paralelas. Independientemente de su contenido de in-  
formación, los circuitos biestables de báscula 15-26 toma-  
rán siempre la misma corriente de alimentación de las pis-  
tas de alimentación 49-53 situadas entre las unidades to-  
5 pológicas 15, 28; ...; 26, 39 colocadas en filas paralelas.  
Las tensiones de salida de los circuitos de atenuación 27-39  
se aplican luego, para ulterior transmisión a la resisten-  
cia de combinación 40, por medio de la pista de combina-  
10 ción 56 que va igualmente serpenteando a poca distancia de  
la pista de frecuencia de desplazamiento 48, a lo largo  
de las unidades topológicas 15, 28; ...; 26, 39 colocadas  
en filas paralelas.

Además de una estructura bien ordenada del dis-  
15 positivo de transmisión integrado en un cuerpo semiconduc-  
tor, según lo indicado en la figura 2, se obtiene una ca-  
lidad de transmisión óptima de las señales de salida de-  
rivadas de la resistencia de combinación 40, y en particu-  
lar se reducen en gran parte los fenómenos de diafonía, co-  
20 mo se explicará ahora con mayor detalle.

Ante todo, se previenen las posibles influencias  
perturbadoras de las pistas de conexión, disponiendo para  
ello los elementos 15-26 de registro de desplazamiento en  
forma de circuitos biestables de báscula, y los circuitos  
25 o mallas de atenuación 28-39 asociados formando unidades  
topológicas en una estructura extremadamente concentrada,  
además de haberse introducido también suficiente espacio  
entre los circuitos de atenuación 27-39 debido a la sepa-  
ración espacial de las unidades topológicas, para así re-  
30 ducir al mínimo los fenómenos de mutua diafonía, que pue-

377720



den ser de naturaleza tanto capacitiva como galvánica. Al propio tiempo se previenen los fenómenos de diafonía entre unidades topológicas, a través de las pistas comunes y en especial de las de alimentación 49-53, debido a elegirse circuitos biestables de báscula 15-26 del tipo de carga con corriente de alimentación constante, ya que, independientemente del contenido de información de los mismos, estos biestables de báscula llevan siempre la misma corriente de alimentación.

Así se logra una gran reducción de la diafonía entre las unidades topológicas, y el problema de la diafonía global en el dispositivo de transmisión, conforme al presente invento, se reduce al de la diafonía capacitiva y galvánica que va desde elementos diferentes tales como, por ejemplo, las unidades topológicas y la pista 48 de frecuencia de desplazamiento a la pista de combinación 56. Asimismo puede reducirse la diafonía de manera particularmente sencilla haciendo suficientemente grande la distancia espacial entre estos elementos y la pista de combinación 56. En particular en el dispositivo de transmisión ilustrado, la diafonía galvánica determinada por la relación o cociente entre la superficie de los lados de la pista 48 de desplazamiento de frecuencia y de la pista de combinación 56 que se enfrentan entre sí, por una parte, y su distancia mutua por la otra, teniendo en cuenta la constante dieléctrica correspondiente, se mantiene a un reducido valor con respecto a  $2 \cdot 10^6$  micras (por ejemplo, en la forma de realización ilustrada, esta magnitud es de  $16 \cdot 10^4$  micras). Aun a frecuencias mayores de 10 MHz, la diafonía total respecto a la resistencia de combinación 40 resulta

377720



ser, según se ha visto, sensiblemente despreciable; siendo en particular menor de -30 dB.

Para lograr la necesaria insensibilidad a las señales de interferencia que, como antes se ha dicho, deben en todo caso ser menores que la centésima parte de un milivoltio, la influencia de otros fenómenos perturbadores, además de la diafonía, se reduce también en gran parte debido a la estructura descrita del dispositivo de transmisión integrado, y son de mencionar especialmente las diferencias mutuas en la tensión de alimentación de los circuitos biestables de báscula 15-26 de las diversas unidades topológicas, como resultado de las pérdidas de tensión de alimentación en las pistas de alimentación 49-53. Por ejemplo, estas pérdidas de tensión de alimentación son del orden de 50 mV para una corriente de alimentación de 5 mA por unidad topológica. Debido a la ejecución del sistema de alimentación descrito, en el que las pistas de alimentación 49, 51, 53 y las pistas de alimentación 50, 52 situadas entre aquellas van conectadas respectivamente a los puntos de conexión de alimentación 57, de -1,5 V y 46 de 0 V, puntos que se enfrentan entre sí, estas diferencias mutuas en las tensiones de alimentación son compensadas en gran parte, ya que de hecho el potencial a lo largo de las pistas de alimentación 49, 51, 53 disminuirá en sentido negativo a partir del punto 47 de conexión de alimentación, y el potencial a lo largo de las pistas de alimentación 50, 52 aumentará en sentido negativo a partir del punto 46 de conexión de alimentación, de modo que, como primera aproximación, las tensiones de alimentación de los diferentes circuitos biestables de báscula 15-26

377720



son, mutuamente, esencialmente iguales.

El efecto descrito del sistema de alimentación, consistente en la reducción de las diferencias mutuas de las tensiones de alimentación de los circuitos biestables de báscula 15-26 se refuerza todavía más con el uso de biestables de báscula 15-26 del tipo de acoplamiento por emisor, ya que, como se ha dicho antes, estos biestables de báscula 15-26 llevan una corriente de alimentación constante. Así, por ejemplo, en la forma de realización ilustrada, las diferencias mutuas en las tensiones de alimentación de los biestables de báscula 15-26 se reducen a 5 mV. Además de la ventaja indicada y de la propiedad de ser pequeña la disipación, lo que es importante para la integración en un cuerpo semiconductor, este tipo de biestables de báscula 15-26 tiene la ventaja de ser muy breve su tiempo de transición, de manera que pueden manipularse frecuencias muy elevadas (por ejemplo, de más de 30 MHz).

En unión de la estructura bien ordenada, la combinación de las etapas descritas permite a la solicitante de la presente realizar un dispositivo de transmisión integrado en un cuerpo semiconductor, en el cual se satisfacen completamente por primera vez los rigurosísimos requisitos concernientes a la sensibilidad para con los fenómenos perturbadores que aparezcan, tales como diafonía capacitiva y galvánica, retroacción a través del circuito de alimentación, y pérdidas de tensión en las pistas de alimentación. En su uso, el dispositivo de transmisión conforme al presente invento es universalmente apropiado para los diferentes métodos de modulación, tales como la modulación de amplitud, la de fase y la de frecuencia, y para

377720

17 ABR



los diferentes métodos de transmisión, tales como los de banda lateral doble, banda lateral residual y banda lateral única; siendo posible utilizar para su construcción las diferentes técnicas de integración; por ejemplo, además de la de realización ilustrada en la figura 2, en la que se emplea el conexionado en una sola capa, es posible como variante utilizar la forma de ejecución en la que se emplea un conexionado en varias capas, para la cual tienen aplicación las mismas etapas y consideraciones.

Para reforzar aún más la calidad de la transmisión, se dispone la resistencia de combinación 40 cerca del centro de la pista de combinación 56. Como consecuencia, las resistencias de la pista de combinación 56 (consideradas desde la resistencia de combinación 40 a los circuitos de atenuación de igual magnitud situados a uno y otro lado de aquella) se hacen mutuamente iguales cada vez, con el resultado de que la variación lineal de la característica de fase en función de la frecuencia no sufre influencia por parte de la pequeña resistencia de la pista de combinación 56. Exactamente la característica de fase en función de la frecuencia, esencial para la transmisión de impulsos, resulta extremadamente sensible a pequeñas diferencias de resistencia, de modo que mediante la etapa descrita se obtiene una óptima calidad de transmisión.

Se ha demostrado mediante extensos experimentos que, cuando se aumenta la frecuencia de los generadores 5 centrales de impulsos de la figura 1, ensanchándose así la banda de transmisión, se mantiene por completo la óptima calidad de la transmisión. Esto tiene aplicación incluso, según se ha visto, para la extremadamente alta fre-

377720

17 ABR 1970



5 frecuencia de impulsos de 5 MHz, para la cual se mantiene el  
diseño visual ilustrado en la figura 3. Además, el dispo-  
sitivo de transmisión descrito tiene, según se ha visto,  
una notable estabilidad a las temperaturas: por ejemplo,  
a una velocidad de transmisión de 2400 bauds, el diseño  
visual de la figura 3 se mantiene en toda una gama de tem-  
peraturas que va de -80°C a +100°C. Las dimensiones de este  
dispositivo de transmisión son de 2,1 x 2,7 mm, en tanto  
que el número de transistores y resistencias es de 203 y  
10 172, respectivamente.

Como se explicará con mayor detalle con referen-  
cia a la figura 4, el punto de arranque en la construcción  
práctica de los diferentes elementos del dispositivo de  
transmisión de la figura 2, es decir, los biestables de  
15 báscula, los divisores de 2:1 y el modulador de conmuta-  
ción, es un elemento estructural común que representa una  
ventaja especialmente en la manufactura. Así, por ejem-  
plo, en la manufactura del dispositivo de transmisión des-  
crito se logra, según se ha visto, un elevado rendimiento  
de por lo menos 30%.

La figura 4a ilustra el elemento estructural del  
cual están hechos, como se explicará, los circuitos bies-  
tables de báscula, los divisores de 2:1 y el modulador de  
conmutación del dispositivo de transmisión. Como elemento  
25 estructural se ha elegido una barrera disyuntiva conforme  
a la figura 4a. Esta barrera disyuntiva incluye los tran-  
sistores de entrada  $T_1$  y  $T_2$  cuyos electrodos de base cons-  
tituyen las entradas  $x_1$  y  $x_2$ , respectivamente, de la ba-  
rrera. Los electrodos de emisor de los transistores de en-  
trada  $T_1$  y  $T_2$  van conectados por medio de una resistencia  
30

377720

17A



común  $R_1$  a un punto de potencial constante  $E_1$ , mientras los  
electrodos de colector de los transistores de entrada van  
igualmente conectados por medio de una resistencia común  
 $R_2$  a un punto de potencial constante  $E_2$  más alto que el po  
5 tencial  $E_1$ ; por ejemplo,  $E_1 = -1,5$  V, y  $E_2 = 0$  V. Los elec  
trodos de colector de los transistores de entrada  $T_1$  y  $T_2$   
van también conectados al electrodo de base de un transis  
tor  $T_4$  dispuesto como inversor, cuyo electrodo de emisor  
está conectado a los electrodos de emisor de los transis  
10 tores de entrada  $T_1$  y  $T_2$ . El electrodo de colector del  
transistor  $T_4$  va conectado por medio de una resistencia  $R_3$   
a un punto de potencial constante. El número de entradas  
de la barrera disyuntiva de la figura 4a puede ampliarse  
de manera sencilla. Si se desea que la barrera disyuntiva  
15 tenga tres entradas, se añade un transistor de entrada adi  
cional  $T_3$  como está indicado con líneas de trazo interrump  
ido en la figura 4a; el electrodo de emisor de este tran  
sistor se conecta a los electrodos de emisor de los demás  
transistores de entrada  $T_1$  y  $T_2$ , y el electrodo de colec  
20 tor de este transistor  $T_3$  se conecta a los electrodos de  
colector de los demás transistores de entrada  $T_1$  y  $T_2$ . El  
electrodo de base del transistor de entrada adicional  $T_3$   
llega a ser entonces la entrada  $x_3$  de la barrera disyunti  
va. La señal lógica de salida de la barrera disyuntiva pue  
25 de derivarse tanto del electrodo de colector del transis  
tor  $T_4$ , que constituye la salida  $Q$  de la barrera disyunti  
va, como del electrodo de colector del transistor  $T_1$ , que  
constituye la salida  $\bar{Q}$  de la barrera disyuntiva. La señal  
lógica que aparece en la salida  $Q$  es la inversa de la se  
30 ñal lógica que aparece en la salida  $\bar{Q}$ . La salida  $Q$  se de

377720



17 AB

nominará salida de disyuntiva, y la salida  $\bar{Q}$  será denominada salida inhibitoria, o de disyuntiva negativa, en la descripción que sigue.

5 La barrera disyuntiva ilustrada en la figura 4a es del tipo de acoplamiento por emisor (lógica ECL). Este género de barrera disyuntiva tiene generalmente pocos transistores en comparación con las barreras disyuntivas de diferentes tipos. Como la barrera disyuntiva incluye pocos transistores, resulta extremadamente adecuada para su uso

10 como elemento estructural en el dispositivo de transmisión de la figura 1. La disipación del dispositivo de transmisión puede así mantenerse a un bajo valor, lo que resulta especialmente importante cuando el dispositivo de transmisión está integrado en un cuerpo semiconductor. La barrera disyuntiva de la figura 4a tiene además la propiedad

15 de crearse una función lógica adicional cuando se conectan entre sí las salidas de disyuntiva (OR) de dos barreras disyuntivas idénticas. En realidad, en la unión de las dos barreras disyuntivas se crea una función adicional de coincidencia. Esto tiene la ventaja de poder economizarse barreras de coincidencia y, por tanto, ser menor el número de transistores necesario. Como consecuencia es posible mantener todavía más baja la disipación del dispositivo de transmisión.

25 La figura 4b ilustra un circuito biestable de báscula de los utilizados en el dispositivo de transmisión de las figuras 1 y 2: por ejemplo, el biestable de báscula 25 de la figura 2. Este biestable incluye las barreras disyuntivas I, II, III y IV. La entrada  $x_{12}$  de las barreras disyuntivas I constituye también la entrada de señal

30

377720



60 del biestable de báscula 25. La entrada  $x_{11}$  de la barra  
 ra disyuntiva está conectada a la salida negativa o inhi-  
 bitiva de la barrera disyuntiva II. La salida inhibitoria  
 de la barrera disyuntiva I está conectada a la entrada  $x_{21}$   
 5 de la barrera disyuntiva II, en tanto que la salida de dis-  
 yuntiva de la barrera I está conectada a la entrada  $x_{32}$   
 de la barrera disyuntiva III, entrada  $x_{32}$  que está también  
 conectada a la salida directa o de disyuntiva de la propia  
 barrera disyuntiva III. La entrada  $x_{23}$  de la salida disyun-  
 10 tiva II está conectada a la entrada  $x_{31}$  de la barrera dis-  
 yuntiva III, mientras dichas dos entradas están también co-  
 nectadas a la entrada CL de impulsos de reloj del biesta-  
 ble de báscula, entrada ésta (la de impulsos de reloj) que  
 va conectada a la pista 48 de frecuencia de desplazamien-  
 15 to, cuando se usa como en la figura 2. La entrada  $x_{22}$  de  
 la barrera disyuntiva II está conectada a la salida inhi-  
 bitiva de la barrera disyuntiva III, y también a la entra-  
 da  $x_{42}$  de la barrera disyuntiva IV. La salida directa o de  
 disyuntiva de la barrera II está conectada por un lado a  
 20 la entrada  $x_{41}$  de la barrera IV, y por otro a la salida  
 directa o de disyuntiva de la misma barrera IV.

EL circuito biestable de báscula ilustrado en la  
 figura 4b es un biestable de retardo del tipo denominado  
 de "control por borde", cuyo funcionamiento es el siguien-  
 25 te: Cuando la señal de impulsos de reloj suministrada a  
 la entrada CL de impulsos de reloj del circuito de báscu-  
 la cambia de 1 a 0, y por tanto durante el borde 1/0 de  
 un impulso de reloj, se suministrará un 1 lógico a la sali-  
 da negativa o inhibitoria de la barrera IV si se suministra  
 30 un 1 lógico a la entrada de señal 60 en el instante en que

377720



está presente dicho borde 1/0. Durante el borde 1/0 de un impulso de reloj, se suministrará un 0 lógico a la salida inhibitiva de la barrera IV si se suministra un 0 lógico a la entrada de señal 60 en el instante en que está dicho

5 borde 1/0.

El biestable de báscula indicado en la figura 4b puede estar dispuesto como divisor de 2:1, de manera ya conocida. A este fin, la salida inhibitiva de la barrera disyuntiva IV se interconecta con la entrada  $x_{12}$  de la barrera disyuntiva I, que es también la entrada 60 del dis

10 parador, como se indica con la línea 62 de trazo interrumpido en esta figura.

La figura 4c ilustra la estructura del modulador de conmutación en el que se usan los elementos estructurales de la figura 4a. El modulador incluye el inversor 9 y las dos barreras disyuntivas 6 y 7. La entrada  $a_{31}$  del inversor 9 constituye la entrada de señal del modulador de conmutación, y va conectada al punto de conexión 43 al cual se aplican los impulsos procedentes de la fuente de

15 impulsos 1 de la figura 1. La entrada  $a_{31}$  del inversor está también conectada a la entrada  $a_{12}$  de la barrera 6. La salida negativa o inhibitiva del inversor 9 está conectada a la entrada  $a_{22}$  de la barrera 7. Las entradas  $a_{11}$  y  $a_{21}$  de las barreras 6 y 7, respectivamente, constituyen

20 unas entradas de señal de portadora, conectadas a las pistas de portadora 58 y 57, respectivamente. Las dos salidas directas o de disyuntiva de las barreras 6 y 7 están conectadas entre sí, y su punto de unión constituye también la salida 64 del modulador de conmutación.

30 La figura 5 ilustra, vista en planta, una forma

377720

17 APR 1971

de realización integrada del circuito biestable de báscula  
utilizado en el dispositivo de transmisión de las figuras  
1 y 2, y del circuito de atenuación asociado. En este caso  
se hace referencia a la vista en planta de, por ejemplo,  
5 la unidad topológica 25 y el circuito de atenuación 38 de  
la figura 2. La figura muestra un número de regiones de se  
miconductor 101-107 aisladas entre sí, en las que hay dis-  
puestos de manera usual uno o más transistores designados  
por una zona de base 108, una zona de emisor 109 y una zo-  
10 na de contacto de colector 110. La región de semiconductor  
aislada 111 incluye unas resistencias 114 que corresponden  
a la resistencia  $R_1$  de la figura 4a, mientras la región de  
semiconductor 112 incluye unas resistencias 117 que corres-  
ponden a las resistencias  $R_2$  y  $R_3$  de la figura 4a. La re-  
15 gión de semiconductor aislada 113 incluye el circuito de  
atenuación arriba citado, en el cual la resistencia 118, la  
resistencia  $R_3$  (figura 4a) de la barrera IV (figura 4b) y  
la resistencia 119 constituyen una resistencia de pondera-  
ción, cuya magnitud es la adecuada a la posición del corres-  
20 pondiente elemento de registro de desplazamiento conteni-  
do en el registro de desplazamiento o, en otros términos,  
al coeficiente de transferencia deseado.

La superficie del semiconductor está recubierta  
de una capa aislante, que se considera transparente en la  
25 figura 5, capa en la que hay un número de aberturas o ven-  
tanillas representadas con línea se trazo interrumpido en  
la figura 5. Esta capa aislante lleva un diseño de distri-  
bución de pistas conductoras que establecen contactos a  
través de dichas aberturas con las zonas de semiconductor  
30 localizadas en la superficie. Un número de estas pistas con

377720



ductoras sirve para la mutua interconexión de los elementos de conmutación del elemento de registro de desplazamiento. Para mayor claridad sólo se representan algunas de ellas en la figura 5, designadas con el número de referencia 120. Las pistas de alimentación paralelas 52 y 53, la pista de frecuencia de desplazamiento 48 y la pista de combinación 56 están designadas con los mismos números de referencia que en la figura 2.

La entrada eléctrica del elemento de registro de desplazamiento 25 está formada por la pista conductora 60, en tanto que la pista conductora 61 constituye la salida eléctrica del elemento de registro de desplazamiento.

Asimismo, la región semiconductor 111 está provista de los cruces inferiores 115, 116 por medio de los cuales se conectan la pista de frecuencia de desplazamiento 48 y la entrada eléctrica a las bases de los transistores convenientes. Estos cruces inferiores están formados por una zona difundida 115 y una zona difundida 116 situada dentro de la anterior, zonas difundidas que se han obtenido al mismo tiempo que las zonas de base y que las zonas de emisor de los transistores. Para prevenir toda acción de transistor no deseada, la unión PN existente entre las zonas 115 y 116 en el área de las aberturas 121 está cortocircuitada.

La parte del cuerpo semiconductor que rodea las regiones de semiconductor aisladas está conectada a través de la ventanilla 122 a la pista de alimentación 53, en tanto que las regiones de semiconductor aisladas 112 y 113 van conectadas a la pista de alimentación 52 a través de las ventanillas 123 y 124, respectivamente.

**377720**



17A

Como ya se ha dicho, las unidades topológicas formadas por los circuitos biestables de báscula 12 y 15-26 y los circuitos de atenuación asociados 27 y 28-39 de la figura 2 son esencialmente iguales entre sí. Como se apreciará de modo evidente, ello tiene por consecuencia que la estructura de la parte del dispositivo formada por el regenerador 12 y el registro de desplazamiento 15-26 puede derivarse con la ayuda de la unidad descrita con referencia a la figura 5, por medio de rotación y/o desplazamiento. Las únicas diferencias que aparecen en dichas unidades 12 y 15-26 son resultado de las diferencias en los coeficientes de transferencia de los circuitos de atenuación. El diseño de distribución de pistas conductoras que se usa está ligeramente modificado, de acuerdo con el signo del correspondiente coeficiente de transferencia. Así, por ejemplo, a la unidad 25, 38 va asociado un coeficiente de transferencia positivo. En el caso de un coeficiente de transferencia negativo (16, 29), la parte del elemento de registro de desplazamiento situada a la izquierda de la línea de trazo y punto A-A de la figura 5, está formada enteramente de la misma manera. Por lo tanto, esta parte se ha omitido en la figura 6. Como se ilustra en la figura 6, se tiene una ligera variante en la parte situada a la derecha de la línea de trazo y punto A-A en el caso de un coeficiente de transferencia negativo, variante que consiste en que las conexiones de los extremos de las resistencias 117 y 118 indicadas, no conectadas a la pista de alimentación 52, están intercambiadas, con el resultado de que la resistencia de compensación 119, cuya magnitud está acorde con la magnitud del correspondiente coeficiente de trans-

377720



ferencia, ya no está directamente conectada a la salida eléctrica 61 del elemento de registro de desplazamiento.

5 También la estructura de los divisores 3 y 4 de 2:1 (figura 2) es en gran parte igual a la del elemento de registro de desplazamiento de la figura 5. Aparte de la pista de combinación 56, ausente en los divisores de 2:1, la parte del elemento de registro de desplazamiento de la figura 5 situada entre las líneas de trazo y punto A-A y B-B va también incorporada a los divisores 3 y 4 de 2:1

10 (figura 2). La parte de desviación situada fuera de estas líneas de trazo y punto se ilustra en la figura 7. En este caso, la resistencia 117 indicada está conectada por medio de una pista 120 de igual manera que en la figura 6, Además, están ausentes la región de semiconductor aislada

15 113 y la resistencia 119, mientras la resistencia 118 está acomodada en una región de semiconductor aislado e independiente 124 situada a la izquierda de la línea B-B. Esta resistencia 118 está conectada a la zona de colector del transistor representado a la izquierda de la línea B-B,

20 transistor que se ha provisto a este fin, para mayor sencillez, de una segunda zona 110 de contacto de colector. Al igual que para el elemento del registro de desplazamiento de la figura 5, la otra zona de contacto de colector

25 110 de este transistor está conectada, por medio de una pista conductora 120, a la zona de contacto de colector 110 del transistor situado a la derecha de la línea A-A. La conexión 62 indicada en la figura 2 entre una de las salidas del divisor de 2:1 y la entrada eléctrica 60, está formada por la pista metálica 62 indicada en la figura 7, pista

30 que conecta la resistencia 118 a la entrada eléctrica 60.

377720



La figura 7 ilustra además de qué modo el primer divisor 3 de 2:1 está conectado al segundo 4. A este fin se ilustra también una pequeña porción del divisor 4 de 2:1 que por lo demás es igual al divisor 3 de 2:1, en la cual la línea B'-B' corresponde a la línea B-B del primer divisor (3) de 2:1. La pista 48 de frecuencia de desplazamiento del primer divisor de 2:1 termina a la derecha de la línea A-A, en tanto que la salida eléctrica 61 del primer divisor de 2:1 va conectada a la pista 63 de desplazamiento de frecuencia (véase también la figura 2) del segundo divisor de 2:1.

La vista en planta de la figura 8 ilustra la estructura del modulador 2, Este modulador está hecho a base del mismo género de barreras que los elementos de registro de desplazamiento 15-26 y que los divisores 3 y 4 de 2:1. Los elementos de conmutación correspondientes están designados con los mismos números de referencia en las figuras 5-8. El modulador 2 está dispuesto entre las pistas de alimentación 49 y 50. La pista conductora 57 conecta una de las salidas del divisor 4 de 2:1 (no representado en la figura 8), por medio del punto de conexión o cara de contacto 45, a una de las entradas de portadora del modulador. La otra salida del divisor 4 de 2:1 está conectada por medio de la pista conductora 58 a la otra entrada de portadora del modulador. El punto de conexión o cara de contacto 43 está conectado a la entrada (de señal) eléctrica del modulador. La salida eléctrica 64 del modulador va conectada por medio de la pista metálica 125 a la entrada eléctrica del regenerador 12, que no se representa en la figura 2. El modulador 2 incluye además cierto número de transisto-

377720

17



res, indicados en la figura por medio de una zona de base 108, una zona de emisor 109 y una zona de contacto de colector 110. Estos transistores van acomodados en la región de semiconductor aislada 126-130. El modulador incluye además dos regiones de semiconductor aisladas 111 y 112 que incluyen unas resistencias 114 y 117, respectivamente, Las resistencias 117 del modulador están dispuestas en la misma región de semiconductor 112 que las resistencias 117 de los elementos de registro de desplazamiento 16 situados al otro lado de la pista de alimentación 50.

La estructura topológica entera del dispositivo de transmisión integrado puede explicarse, con la ayuda de las figura 5-8, de sencilla manera haciendo referencia a la figura 2. En este caso se ha dejado en el centro del registro de desplazamiento un espacio suficiente para obtener la cara de contacto o punto de conexión 59, conectado a la pista de combinación 56 y a la resistencia de combinación 40 de manera acostumbrada en la técnica de los semiconductores. La resistencia de combinación 40 puede hallar acomodo, por ejemplo en una región de semiconductor aislada independiente, o bien en el área de la región de semiconductor 113 del elemento de registro de desplazamiento 20, área que está destinada a la resistencia de ponderación.

El dispositivo semiconductor arriba descrito puede fabricarse enteramente de una manera que es habitual en la técnica de los semiconductores. Por ejemplo, el punto de arranque puede ser un substrato de silicio de tipo P dotado de una resistencia específica de 2-5 ohm. cm en el cual hay dispuesta una capa epitaxial de silicio de ti

377720



17 APR

5 po N, de una resistencia específica aproximada de 0,3 ohm.  
cm y un espesor de unas 5 micras aproximadamente, habili-  
tándose unas zonas de poca resistividad a modo de las de-  
nominadas capas enterradas en el área de las regiones de  
semiconductor aisladas 101-107 y 126-130, en los límites del  
10 substrato de tipo P y de la capa epitaxial de tipo N. Es-  
tas zonas de poca resistividad pueden estar corregidas o  
adulteradas, por ejemplo, con arsénico, y pueden tener una  
resistencia aproximada de 20 ohmios por unidad de superfi-  
cie.

15 La capa epitaxial puede ser convertida al tipo  
P por ejemplo, por difusión de boro, excepto en las regio-  
nes de semiconductor aisladas, con la ayuda de métodos usua-  
les de fotoprotección y difusión. A continuación pueden dis-  
ponerse en las regiones de semiconductor aisladas las zo-  
nas de base 108, las resistencias 114, 117, 118 y 119 y las  
zonas 115 de los cruces inferiores, por ejemplo, igualmen-  
te por difusión de boro. El espesor de estas zonas de di-  
fusión es, por ejemplo, de 1,1 micras aproximadamente; y  
20 la resistencia por unidad de superficie es, por ejemplo,  
de unos 150 ohmios. Durante el último tratamiento de difu-  
sión se forman las zonas de emisor 109, las zonas de con-  
tacto de colector 110 y las zonas 116 de los cruces infe-  
riores. Estas zonas se impurifican, por ejemplo, con fós-  
foro, siendo el espesor de las zonas de, por ejemplo, 0,7  
25 micras y su resistencia por unidad de superficie de, por  
ejemplo, unos 10 ohmios.

30 El espesor de la capa aislante dispuesta en la  
superficie del semiconductor, capa que puede comprender,  
por ejemplo, óxido de silicio y/o nitruro de silicio, es



aproximadamente de, por ejemplo, 0,6 micras. Para las pístas conductoras situadas en su mayor parte en la capa aislante puede usarse un material de contacto adecuado como, por ejemplo, aluminio de un espesor aproximado de 1 micra.

5 El dispositivo de transmisión integrado puede instalarse de manera habitual en una envoltura usual, si se quiere en unión de uno o más dispositivos de otra clase (por ejemplo, un amplificador).

10 Es de notar que en la integración del dispositivo de transmisión son posibles muchas variantes. El cuerpo semiconductor puede comprender, por ejemplo, germanio o un compuesto de  $A_{III}B_V$ . Las regiones de semiconductor aisladas pueden estar aisladas entre sí de manera que no sea con la ayuda de uniones PN. Por ejemplo, el cuerpo semiconductor puede comprender un substrato aislante provisto de regiones de semiconductor mutuamente separadas. Además, las resistencias o parte de las mismas pueden estar dispuestas en la capa aislante y no en el cuerpo semiconductor, con la ayuda de técnicas que por lo demás son ya comunes en la práctica.

20 La presente solicitud, que corresponde a la presentada en Holanda, el 22 de Marzo de 1.969, bajo el Nº 6904.458, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

25

- REIVINDICACIONES -

30 Los puntos de invención propia y nueva, que se presentan para que sean objeto de esta solicitud de Paten-

377720

17 ABR 1970



te de Invención en España, por VEINTE años, son los siguien  
tes:

1,.- Un dispositivo de transmisión de impulsos  
integrado en un cuerpo semiconductor y que comprende un fil  
5 tro de salida alimentado por impulsos bivalentes que apare  
cen al ritmo de una frecuencia de reloj, filtro de salida  
que está formado por un registro de desplazamiento que po-  
see un número de elementos de registro de desplazamiento  
consistentes en circuitos biestables de báscula cuyo con-  
10 tenido se desplaza a una frecuencia de desplazamiento igual  
a un número entero multiplicado por la frecuencia de reloj  
derivándose la señal de salida del filtro de salida de un  
dispositivo de combinación conectado por medio de unos cir  
circuitos de atenuación compuestos de resistencias a las sa-  
15 lidas de los elementos de registro de desplazamiento, y  
habiendo además previstos unos puntos de conexión en el  
cuerpo semiconductor para las señales de impulsos a trans-  
mitir y la frecuencia de desplazamiento, y unos puntos de  
conexión de alimentación que tienen un potencial mutua-  
20 te diferente; caracterizado dicho dispositivo de transmi-  
sión por la combinación de las medidas siguientes: cada  
elemento de registro de desplazamiento, en forma de circui  
to biestable de báscula, está construido formando una uni-  
dad topológica en el cuerpo semiconductor en unión del cir  
25 cuito de atenuación conectado al circuito de salida del  
biestable de báscula; los elementos de registro de despla-  
zamiento y los circuitos o mallas de atenuación asociados  
construídos formando unidades topológicas a lo largo de  
las cuales se lleva una pista de frecuencia de despla-  
30 zamiento conectada al punto de conexión para la frecuencia de

377720



desplazamiento, están distribuidos en el cuerpo semiconductor en filas mutuamente paralelas con un número limitado de unidades topológicas, filas paralelas que están mutuamente limitadas por unas pistas de alimentación paralelas, alternativamente conectadas por medio de pistas de alimentación colectivas y enfrentadas entre sí, a los puntos de conexión de alimentación que tienen un potencial diferente; los circuitos biestables de báscula incorporados a las unidades topológicas como elementos de registro de desplazamiento son del tipo de carga con corriente de alimentación constante; y los circuitos o mallas de atenuación asociados a las diferentes unidades topológicas van conectados al dispositivo de combinación, por medio de una pista de combinación que es común para los circuitos de atenuación:

2.- El dispositivo de la reivindicación 1, caracterizado por estar el dispositivo de combinación habilitado cerca de los centros de la pista de combinación común para todos los circuitos o mallas de atenuación.

3.- El dispositivo de la reivindicación 1 o la 2, caracterizado por el hecho de que los circuitos biestables de báscula incorporados a las unidades topológicas están dotados de unas barreras de selección, del tipo de acoplamiento por emisor.

4.- El dispositivo de la reivindicación 1, 2 o 3, caracterizado por el hecho de que la cantidad determinada por la relación o cociente existente entre las superficies de los lados de la pista de frecuencia de desplazamiento y de la pista de combinación que se enfrentan entre sí, por una parte, y su distancia mutua por otra par-

377720



te, es pequeña respecto a  $2 \cdot 10^6$  micras.

5 5.- El dispositivo de cualquiera de las reivin-  
dicaciones precedentes, caracterizado por el hecho de que  
los diferentes elementos del dispositivo de transmisión  
están dotados de un elemento estructural común que inclu-  
ye por lo menos dos transistores cuyos electrodos de emi-  
sor van conectados entre sí, estando el electrodo de base  
de uno de los transistores conectado a los electrodos de  
colector de los demás transistores.

10 6.- Un dispositivo de transmisión de impulsos.  
Tal y como se ha descrito en la Memoria que an-  
tecede, representado en los dibujos que se acompañan y  
con los fines que se han especificado.

15 Esta Memoria consta de treinta y nueve hojas  
escritas a máquina por una sola cara.

Madrid,

P.A.

17 ABR 1970

Alberto de Elizuru  
Por Poder.

377720

15.4.70

MJP/.-

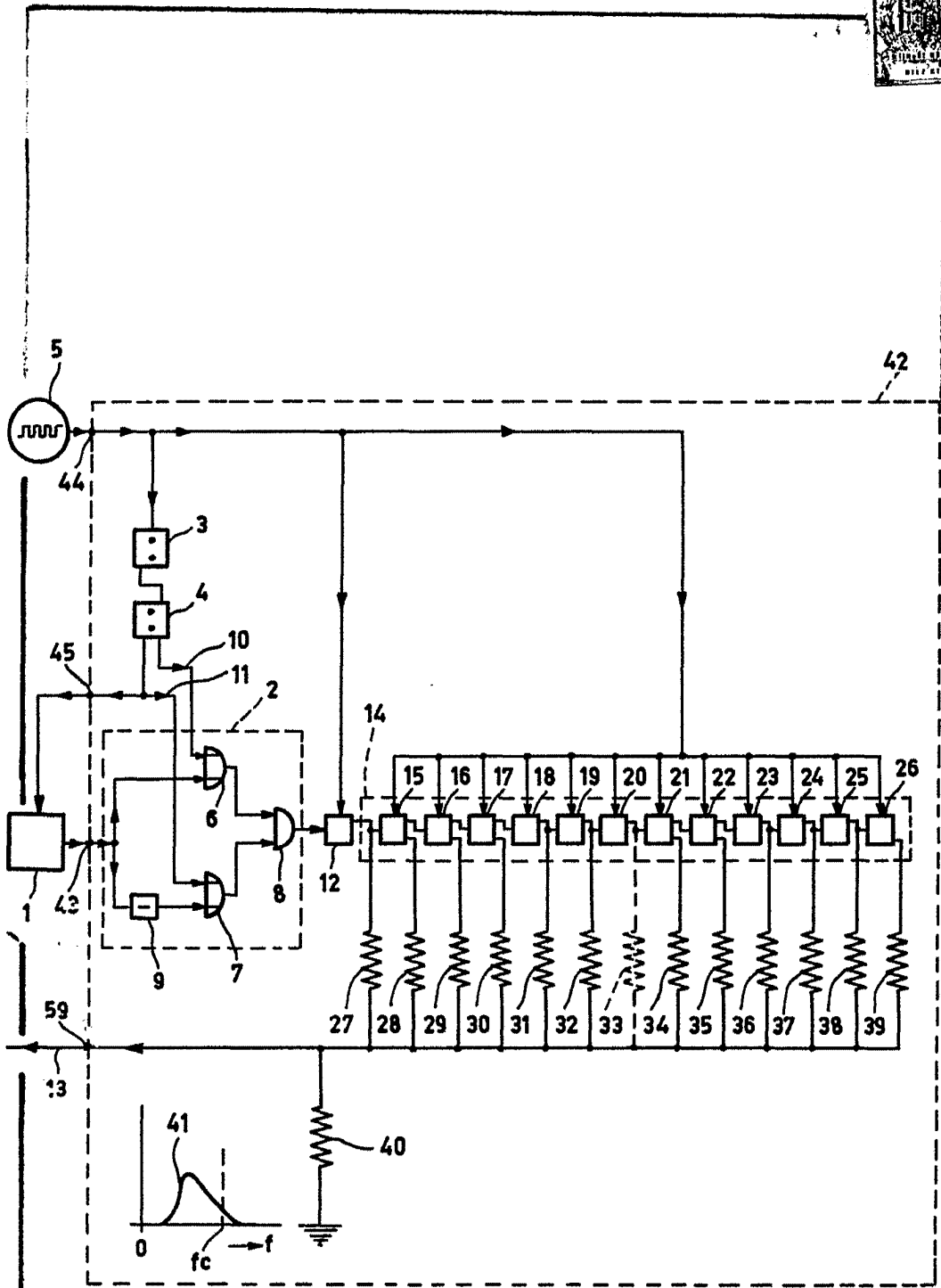


fig.1

Alberto...  
Per Padova

377720<sup>II/II</sup>

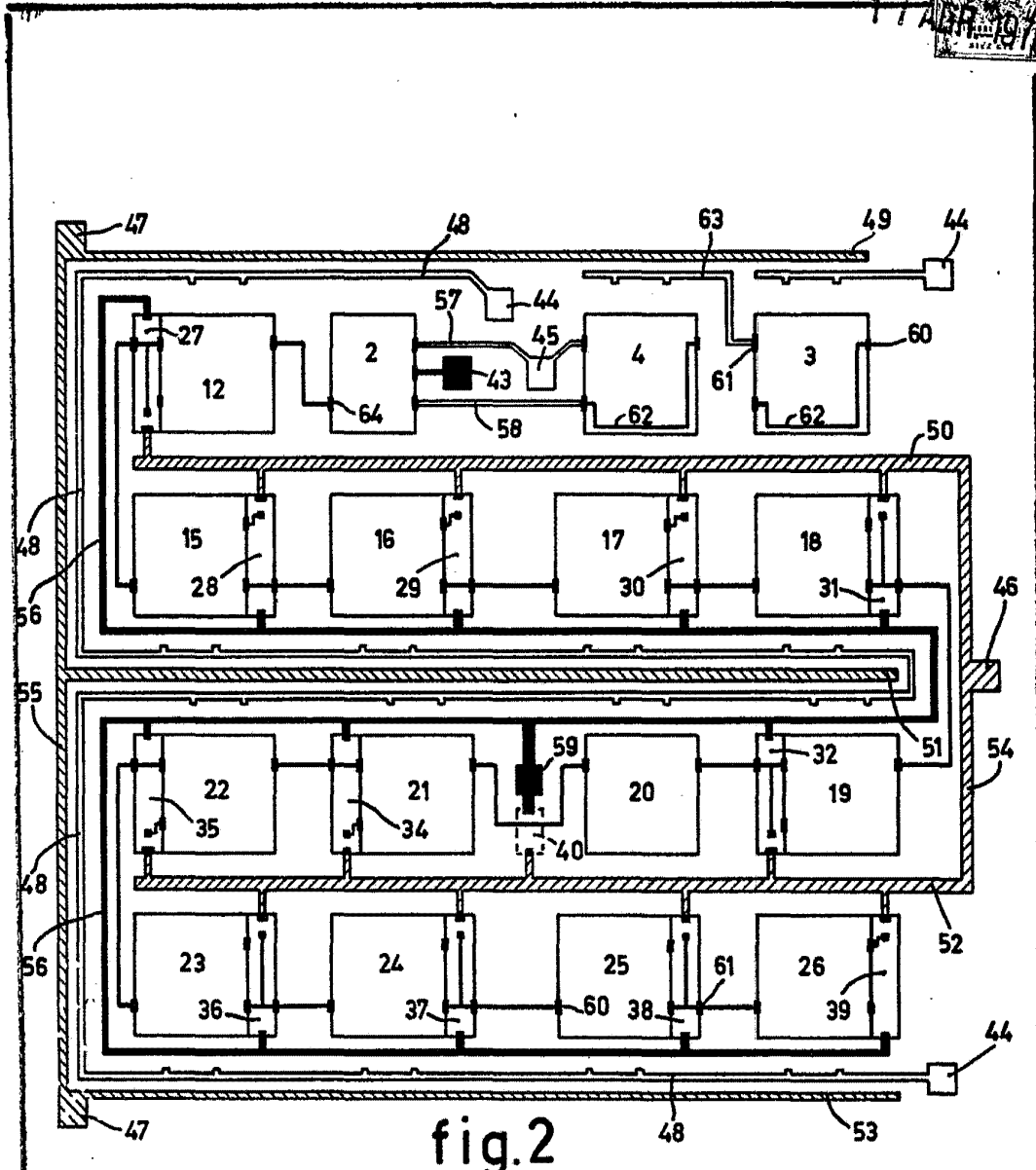


fig.2

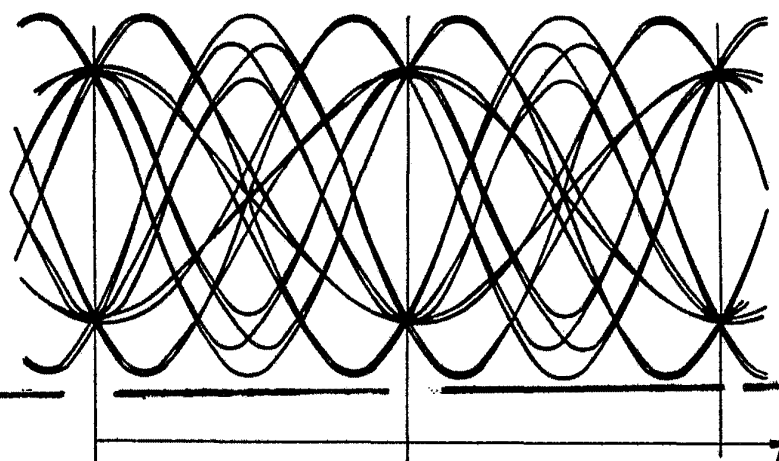
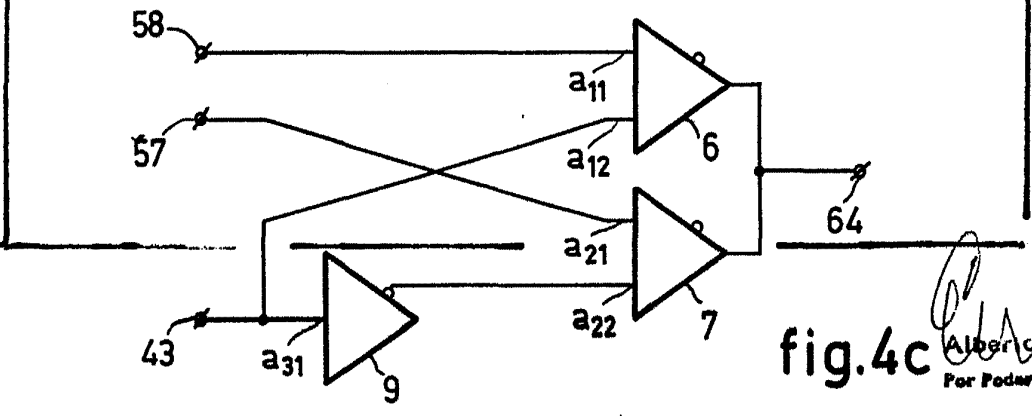
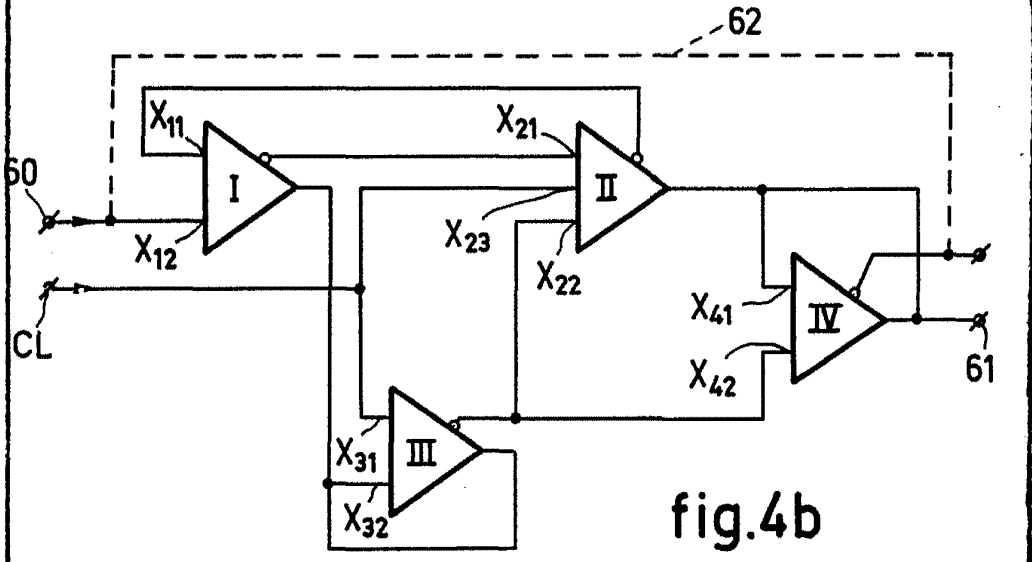
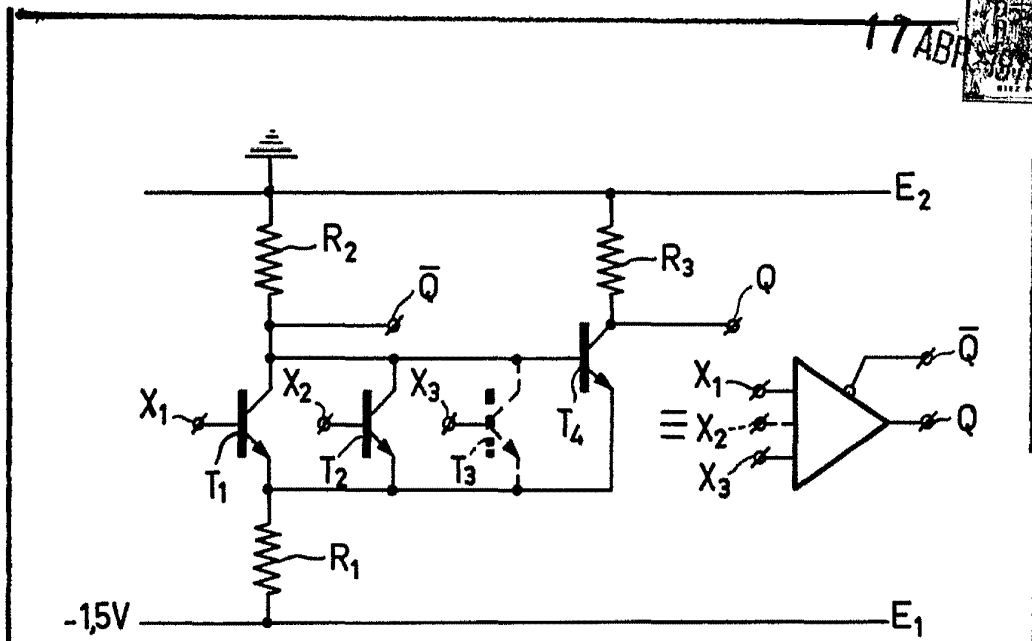


fig.3

ALBERTO M. ...  
Per ...



17 APR 1961



Albert O. ...  
For Patent

377720

17 APR 1970

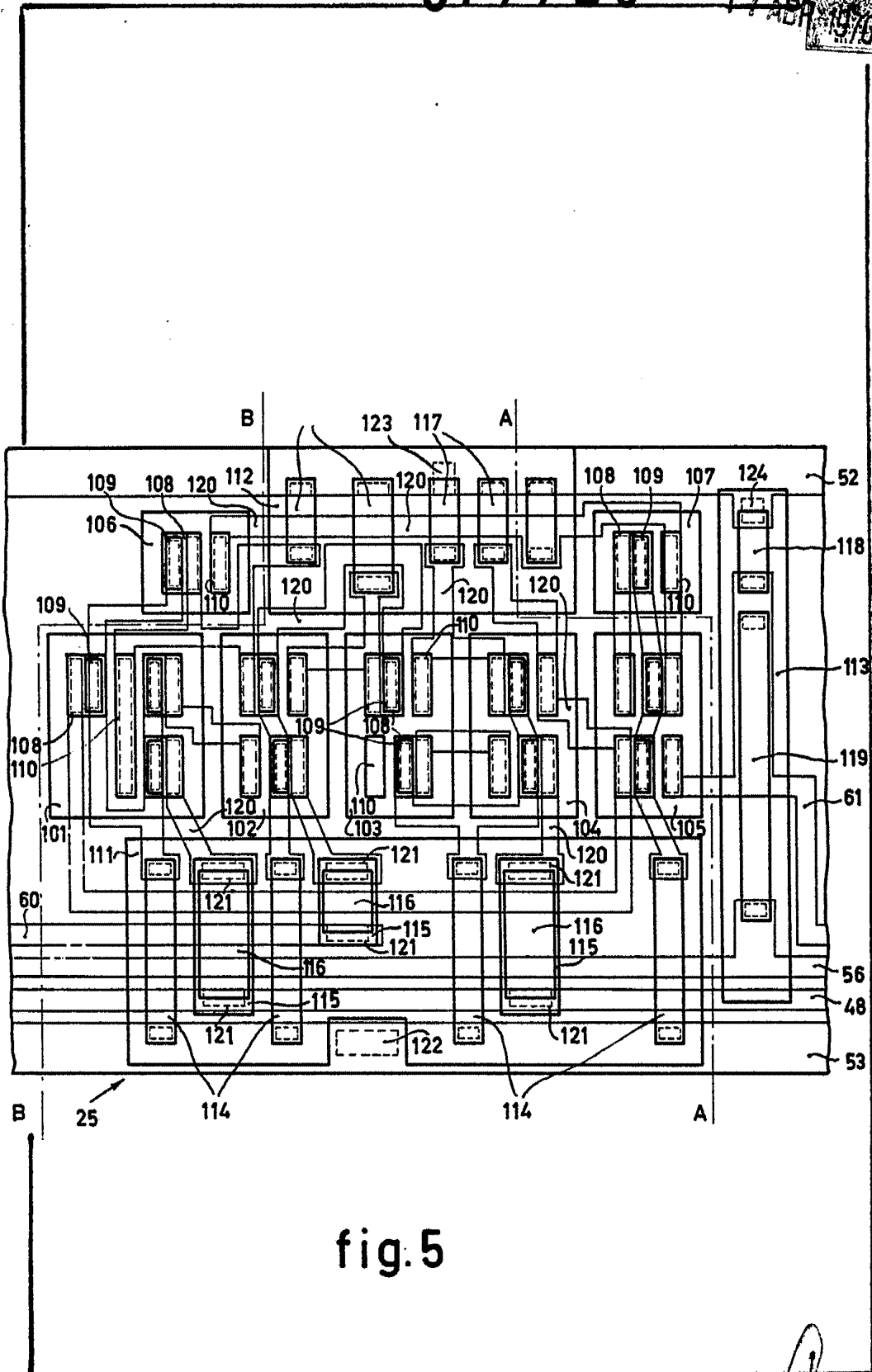


fig. 5

Alfred G. ...  
For Patent

377720

17A

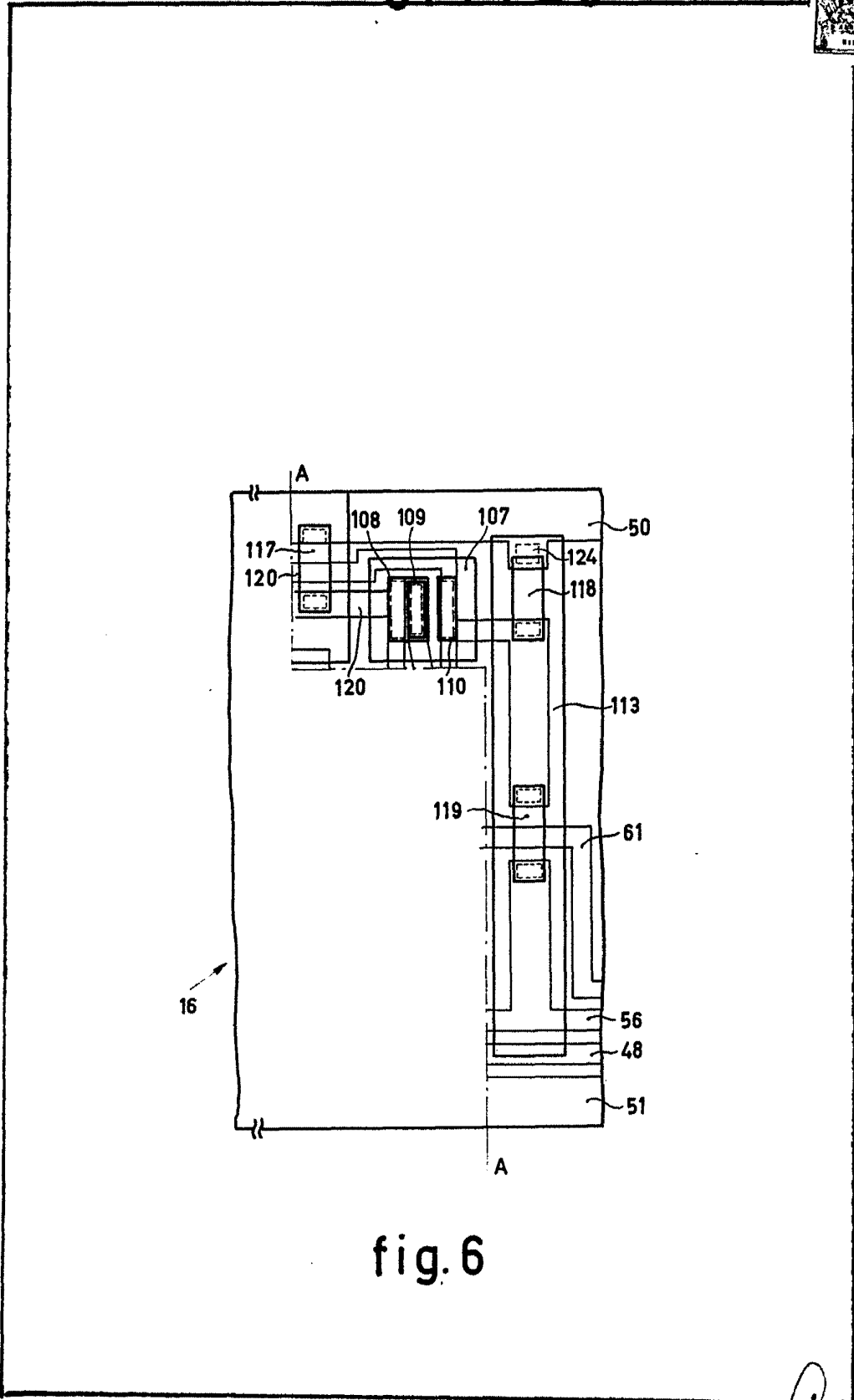


fig. 6

*Alberto G. ...*  
Per Fede

377720

17 APR 1970

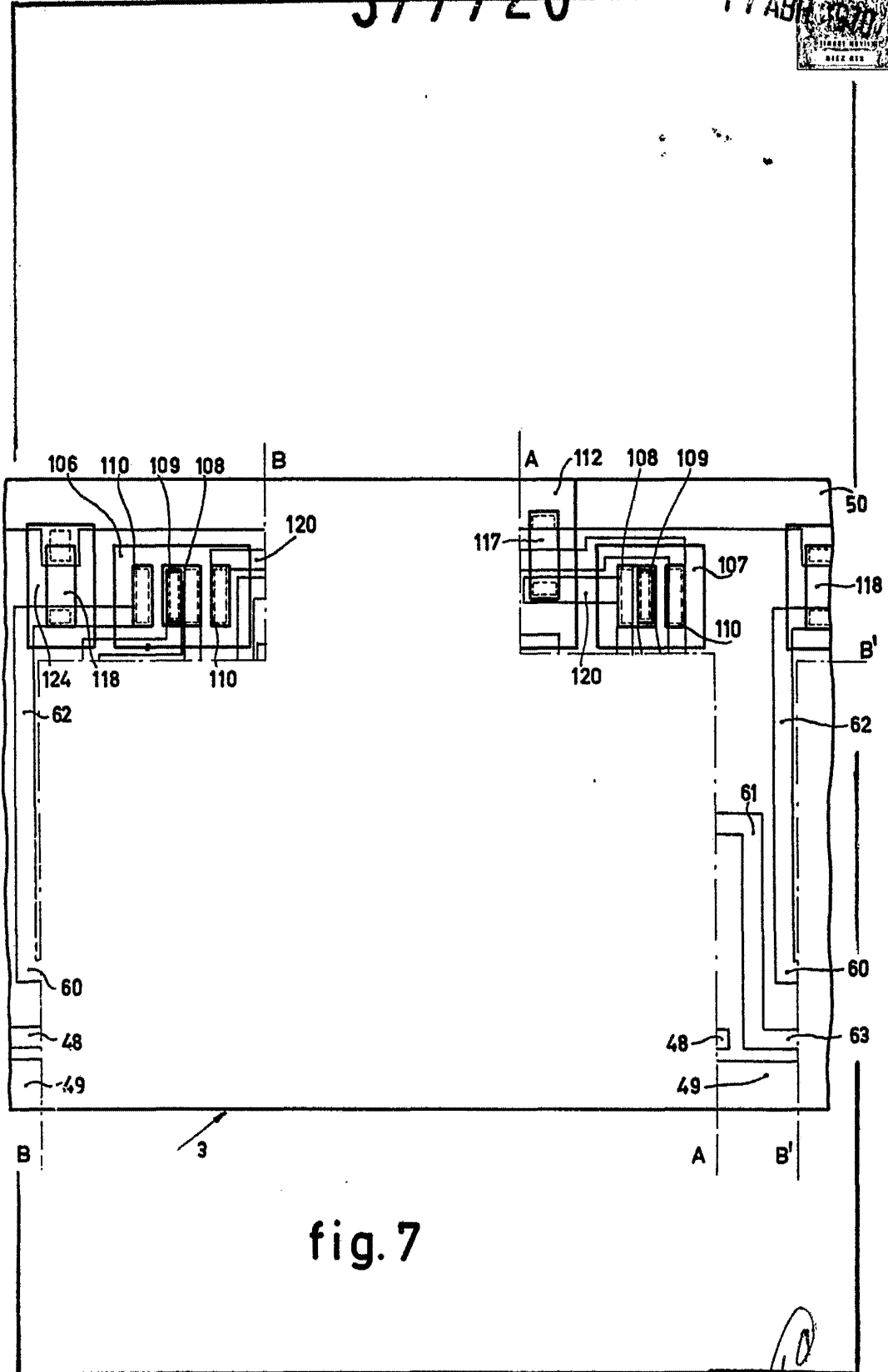


fig. 7

*Alberto M. ...*  
For Patent

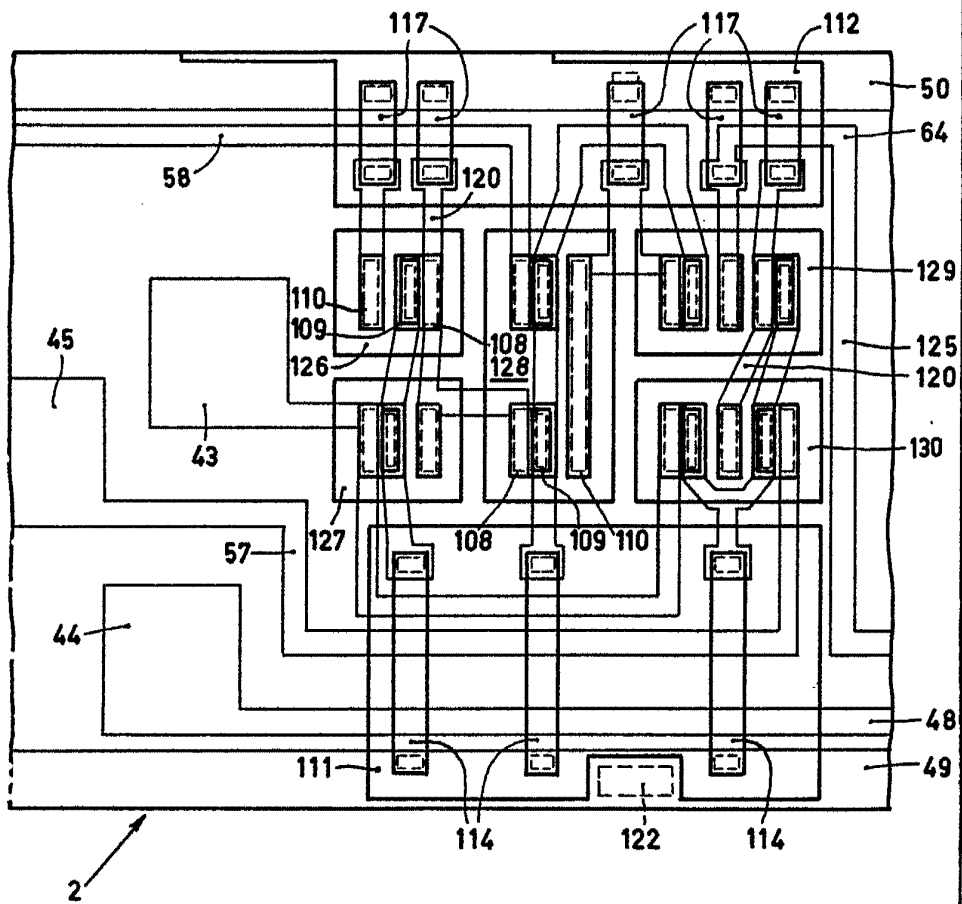


fig. 8

ALDATIC COMPANY  
For Patent