

170

P.- 58.518

TT 473 Spain Div.
18 SET. 1974

Pat. No.:	G06G

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCIÓN por 20 años

a nombre de TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED

entidad norteamericana

establecida en 13500 North Central Expressway, Dallas, Texas
75222, Estados Unidos de América.

por: "UN DISPOSITIVO DE FILTRO ANALÓGICO ADAPTADO, DE DIS
POSITIVOS DE TRANSFERENCIA DE CARGAS"

(Clase Internacional G06g)

- 1 -

**POOR
QUALITY**

La presente invención se refiere a líneas de retardo analógicas en general, y más en particular a líneas de retardo analógicas por dispositivos de transferencia en cadena y acoplamiento de cargas, a las que hay conectadas unos medios para compensar la dispersión producida por ineficacia de la transferencia de cargas.

Un filtro analógico adaptado puede definirse usando configuraciones de dispositivos de transferencia de cargas de semiconductor, tales como los denominados de transferencia en cadena, o "bucket brigades". En general, un dispositivo de transferencia en cadena es un transistor de efecto de campo y electrodo excitador o de puerta aislado, con un modo de transferencia en dos tiempos o fases. Los lugares de emplazamiento de almacenaje son unas regiones de tipo P neutralizadas, bajo condensadores de semiconductor aisladores de metal. Como no se establece contacto alguno con estas difusiones, que forman como islotes en el substrato de semiconductor, es preciso transferir la carga por manipulación del potencial en electrodos adyacentes.

Un dispositivo de transferencia en cadena opera en el modo de transferencia en dos fases. En el modo de almacenaje, todos los electrodos están al mismo potencial. En el modo de transferencia, el potencial en uno de los electrodos se hace lo bastante grande pa

ra reducir la barrera de potencial y dejar que fluyan
cargas de una región P a la siguiente. Este procedimien
to se repite hasta que la carga es transferida recorrien
do el dispositivo como en la acción normal de un regis
5 trador de desplazamiento. Una descripción más detallada
de los dispositivos de transferencia en cadena puede ha
llarse en el artículo de Altman "Bucket Brigade Devices
Pass from Principle to Prototype" ("Los dispositivos de
transferencia en cadena pasan del estado teórico al de
10 prototipo"), publicado en Electronics del 28 de febrero
de 1972.

En un filtro adaptado, por definición, la se
ñal se muestra en cada uno de los pasos o etapas de
retardo, y la señal muestreada o tomada se multiplica
15 por un "peso" o valor ponderal de toma h_i preseleccio
nado. Las señales resultantes se suman luego a la sali
da. Tales filtros adaptados se usan para detectar un
perfil de onda dado, en presencia de ruido o perturba
ción, con una probabilidad óptima de detección. Los fil
20 tros adaptados a base de dispositivo de transferencia
de cargas son útiles, por ejemplo, en sistemas de comu
nicaciones de espectro diseminado y poca velocidad de
datos, en los que las anchuras de canal son pequeñas.

Si los pasos o etapas de retardo son idea
25 les, los pesos de toma $h_i = h(t_i)$ son los valores de

la respuesta de impulso muestreados en los instantes t_1 , y la respuesta de impulso $h(t)$ es simplemente la inversa en el tiempo de la señal a la que está adaptado, o con la que concuerda, el filtro.

5 En un dispositivo de transferencia en cadena, o un dispositivo acoplado por cargas (CCD), las etapas de retardo no son ideales, debido a una imperfecta eficiencia (rendimiento) de transferencia de cargas, y el comportamiento del dispositivo como filtro adaptado es
10 degradado por la dispersión si los pesos de toma se eligen como en el caso de un retardo ideal. En otros términos, una línea de retardo por transferencia en cadena (BB) tiene dispersión, en el sentido de que la respuesta de impulso no es un impulso retardado en el
15 tiempo, sino más bien un impulso deformado o distorsionado. Por vía de ilustración, la función de sistema $H(s)$ puede escribirse así:

$$H(s) = H'(s)e^{-sT} ,$$

20 donde T es el retardo deseado, y una línea de retardo ideal tendría una función de sistema e^{-sT} . La expresión $H'(s)$ representa la función de sistema deformada.

 Por todo ello, es objeto de la invención una
25 línea de retardo analógica, de dispositivo de transfe-

rencia de carga, a la que hay conectados unos medios para compensar la dispersión.

Otro objeto de la invención es un filtro adaptado analógico, de dispositivo de transferencia de carga (CTD), en el que los respectivos "pesos" (valores ponderales) de toma están modificados de manera preleccionada para efectuar la compensación de dispersión,

Otro objeto más de la invención reside en una línea de retardo analógica de CTD en la que hay un filtro transversal, de compensación de la dispersión, conectado a la entrada para dar una señal que es la inversa de la dispersión total de la línea de retardo.

Otro objeto asimismo de la invención reside en una línea de retardo analógica de transferencia en cadena (BB), en la que hay incluidos unos regeneradores para proporcionar una retroacción o realimentación negativa a unos pasos de retardo anteriores, a fin de aplicarles unas señales que son la inversa de la dispersión asociada a los mismos.

En términos resumidos, conforme a la presente invención, se habilita una línea mejorada de retardo de dispositivo de transferencia de carga, en la que se eliminan sustancialmente las componentes de dispersión de la señal de salida. En uno de los aspectos de la invención, se habilita un filtro transversal de CTD en

el que se eliminan sustancialmente las componentes de dispersión de la señal de salida. Los "pesos" de toma asociados a cada paso de retardo del filtro están modificados de manera preseleccionada, a fin de compensar la dispersión. Esta configuración es particularmente ventajosa por el hecho de no necesitarse elementos componentes de circuito adicionales para la compensación.

Con arreglo a un aspecto distinto de la invención, a la entrada de la línea de retardo va conectado en serie un filtro dotado de una función de sistema que es la inversa de la dispersión en una línea de retardo de BB. En un aspecto particular de esta forma de realización, el filtro viene definido por una configuración de transistor de efecto de campo con electrodo de puerta aislado, que incluye un inversor dotado de una ganancia preseleccionable para producir una señal invertida igual a la dispersión de la línea de retardo. La señal invertida se retrasa en un período de retardo de paso o etapa, y se aplica luego a la entrada de la línea de retardo analógica de BB.

En otro aspecto de la invención, se intercala un regenerador en una línea de retardo analógica de BB, para compensar la dispersión. El regenerador muestra la señal en un paso de retardo seleccionado, multiplica la señal por una función de ponderación pre-

seleccionada y resta de uno o más pasos de retardo precedentes la señal resultante. La regeneración puede venir definida con ventaja por una configuración de transistor de efecto de campo y puerta aislada (IGFET).

5 La señal es tomada o derivada por el electrodo de puerta de IGFET cuyos electrodos de entrada-salida vayan conectados en serie con un inversor de IGFET que tenga una ganancia variable. La salida del inversor se aplica al nudo de almacenaje de la etapa o paso de
10 retardo precedente.

Otros objetos, ventajas y usos de la invención se irán desprendiendo de la lectura de la siguiente descripción detallada de unas formas ilustrativas de realización de la misma, en relación con los dibujos adjuntos, en los cuales:

15

- la figura 1 es una ilustración, en esquema funcional o por bloques, de un filtro analógico adaptado que lleva incluidos unos medios de filtro de dispersión;

20

- la figura 2a ilustra gráficamente la señal existente en un determinado bitio de un filtro ideal;

25

- la figura 2b ilustra gráficamente la señal existente en una línea de retardo analógico al cabo de N pasos o etapas, teniendo cada uno de éstos una pérdida de transferencia de carga igual a α ;

- la figura 2c es una ilustración gráfica de una señal que tiene por efecto anular la componente de señal de dispersión de la fig. 2b;

5 - la figura 2d es una ilustración en esquema funcional de una línea de retardo centrada en el enésimo nodo, para producir la corrección de dispersión en el orden k;

10 - la figura 3 ilustra gráficamente la salida correlacionada de un filtro ideal de 50 bitios de un código preseleccionado;

- la figura 4 ilustra gráficamente los efectos de la dispersión en el perfil de onda de salida de la fig. 3, para un filtro que tiene una pérdida de cargas de 1% por paso;

15 - la figura 5a ilustra, es esquema funcional, un filtro analógico adaptado de BB de 13 bitios, fabricado con arreglo a la invención con adaptación a un código de P-N de ---+++---+++;

20 - la figura 5b ilustra esquemáticamente un nodo tipo con toma, del filtro representado en la fig. 5a;

25 - las figuras 6a y 6b representan gráficamente las señales de impulso y de salida correlacionada del filtro analógico adaptado de la fig. 5 en el que la dispersión no está compensada;

- las figuras 6c y 6d representan gráficamente las señales de impulso y de salida correlacionada del filtro analógico adaptado de la fig. 5 en el que la dispersión está compensada con arreglo al invento;

5 - la figura 7 es una ilustración en esquema funcional que representa la conexión de un filtro dotado de una salida de sistema que es la inversa de la dispersión de la línea de retardo, en serie con la línea de retardo;

10 - la figura 8 es un esquema teórico de un filtro adecuado para generar una salida que es la inversa de la dispersión de la línea de retardo;

- la figura 9 es una ilustración en esquema funcional que representa la conexión de un regenerador para dar realimentación negativa a una etapa o paso de retardo anterior, a fin de compensar la dispersión;

20 - la figura 10 es un esquema teórico de una configuración de IGFET (transistor de efecto de campo con puerta aislada) apropiada para proporcionar la realimentación negativa adecuada en la disposición de la figura 9; y

25 - la figura 11 es un esquema funcional que ilustra la realimentación negativa proporcionada a una pluralidad de pasos precedentes, para obtener una

corrección de compensación de orden superior.

Con referencia ahora a los dibujos, en la figura 1 se representa, en esquema funcional o por bloques, una configuración de circuitos para eliminar la distorsión en un filtro analógico adaptado. El filtro adaptado incluye un paso de muestreo S seguido de M pasos de retardo D, cada uno de los cuales retrasa la señal en un tiempo igual al período de reloj. La señal se muestrea de manera no destructiva en cada paso o etapa de retardo, se multiplica por el coeficiente de ponderación o "peso" adecuado h_k (siendo $k = 1, M$), y las señales ponderadas se suman entre sí para obtener la salida del filtro. Con arreglo a la invención, a cada bitio de la línea de retardo va conectado un filtro transversal 10, y el filtraje transversal se efectúa para eliminar la dispersión debida a ineficacia de la transferencia de cargas. Esto se efectúa mediante la construcción de un filtro 10 dotado de una respuesta de impulso que sea la inversa de la dispersión. El filtro será distinto en cada toma, por ser diferente la cantidad de dispersión. El filtro puede hacerse de modo que efectúe una corrección de cualquier orden en el parámetro α de pérdida de carga (α = carga perdida por paso; $\alpha = 2$ ó 3 veces la pérdida por transferencia para un CTD de dos o de tres fases, respectivamente). Ahora

parámetro de pérdida de cargas $\alpha = 0,01$. Como se observará, la cresta de correlación se ha degradado, descendiendo de 50 en el caso ideal a 36, 48, y la mejora alcanzable en la relación de señal/ruido ha bajado de 50 (17 dB) a 44,61 (16,5 dB).

Como antes se ha hecho notar, esta degradación es consecuencia de la dispersión. El efecto de la dispersión en la respuesta de impulsos en un paso de retardo de una línea de retardo analógica puede apreciarse más fácilmente por referencia a las figs. 2a y 2b. En la fig. 2a se indica con el número 16 una señal representativa presente en la entrada de una línea analógica de retardo. Con referencia a la fig. 2b, se indica esta misma señal en 16', al cabo de un número de etapas "n" que llevan asociado cada una un parámetro α de pérdida de carga. Como puede verse, la amplitud del impulso 16' es menor que la del 16, en la magnitud de $n\alpha$. Además, las características de la señal se degradan por efecto de la parte 18 de señal de dispersión en borde de salida.

La dispersión ilustrada en general en la fig. 2 puede ser eliminada en una línea de retardo analógica de CTD (dispositivo de transferencia de carga) mediante el recurso de modificar las funciones de ponderación h_i convirtiéndolas en un nuevo coeficiente h_i' con arre-

glo a una relación preseleccionada. Por ejemplo, para la secuencia de filtro adaptado de P-N arriba descrita, los coeficientes de ponderación para un filtro ideal se indican en la tabla 1. También se indican los coeficientes modificados h_i' conforme a la invención.

En general, se define un nuevo juego de coeficientes de ponderación D_n . La relación existente entre estos coeficientes de ponderación D_n modificados y los coeficientes de ponderación C_n para el filtro ideal sin dispersión viene dada por la expresión siguiente:

$$D_n = \sum_{l=0}^p C_{n-l} A^l, \quad (1)$$

donde p es el menor de k o $n-l$, siendo k el orden de la compensación de dispersión, y n el número de pasos o etapas del filtro; y A se refiere a los valores de ponderación de los coeficientes. El valor de los términos en "A" puede calcularse de la siguiente manera: Sea $U_l(m)$ una función definida por la ecuación

$$U_l(m) = \frac{m!}{l!(m-l)!} (1-\alpha)^l \alpha^{m-l} \quad (2)$$

en la que

10-9-74

ℓ es menor que m ;

α es la pérdida de carga por transferencia;

y

ℓ es un número entero.

5 $U_\ell(m)$ da el valor de la señal en el ℓ º (elésimo) lugar de almacenaje cuando se ha aplicado una señal única de amplitud unidad en $m-1$ períodos de reloj. Nótese que para un dispositivo ideal ($\alpha = 0$), se tiene $U_\ell(m) = \delta_{m,\ell}$.
10 Con referencia a la fig. 2d, es posible calcular, partiendo de la $U_\ell(m)$, los coeficientes A_ℓ , para un filtro centrado en la m ésima toma, para reconstituir un impulso corregido al orden k ($n\alpha$), como se indica en lo que sigue:

$$\begin{aligned} 1) & A_0^n U_n(n) = 1 \\ 15 \quad 2) & A_0^n U_n(n+1) + A_1^n U_{n+1}(n+1) = 0 \\ 3) & A_0^n U_n(n+2) + A_1^n U_{n+1}(n+2) + A_2^n U_{n+2}(n+2) = 0 \\ & \cdot \quad \cdot \\ & \cdot \quad \cdot \\ & \cdot \quad \cdot \\ 20 \quad k+1) & A_0^n U_n(n+k) + A_1^n U_{n+1}(n+k) + \dots + A_k^n U_{n+k}(n+k) = 0 \end{aligned}$$

Partiendo de las ecuaciones anteriores es posible calcular $A_0^n \dots A_k^n$, despejando A_0^n en la ecuación (1) y resolviendo luego la ecuación (2) para despejar
25 A_1^n en función de A_0^n , etc.

TABLA 1

	Nº de toma	$h_i (C_n)$	$h_i' (D_n)$
	1	+1	+1,01
	2	+1	+1,00
5	3	-1	-1,06
	4	-1	-1,00
	5	+1	+1,10
	6	+1	+1,00
	7	+1	+1,00
10	8	+1	+1,00
	9	-1	-1,19
	10	-1	-0,99
	11	-1	-1,06
	12	-1	-1,00
15	13	+1	+1,28
	14	+1	+0,98
	15	-1	-1,32
	16	-1	-0,97
	17	+1	+1,37
20	18	+1	+0,96
	19	-1	-1,42
	20	-1	-0,95
	21	-1	-1,00
	22	-1	-1,00
25	23	-1	-1,00

TABLA 1 (Continuación)

	Nº de toma	$h_i(C_n)$	$h_i'(D_n)$
	24	-1	-1,00
	25	-1	-1,00
5	26	-1	-1,00
	27	+1	+1,62
	28	-1	-1,75
	29	-1	-0,90
	30	+1	+1,70
10	31	-1	-1,85
	32	+1	+1,89
	33	+1	+0,86
	34	-1	-1,81
	35	+1	+2,00
15	36	-1	-2,04
	37	+1	+2,08
	38	-1	-2,12
	39	-1	-0,79
	40	+1	+1,94
20	41	-1	-2,25
	42	+1	-2,30
	43	-1	-2,34
	44	+1	+2,39
	45	-1	-2,43
25	46	+1	+2,48

TABLA 1 (Continuación)

Nº de toma	$h_i (C_n)$	$h_i' (D_n)$	
47	-1	-2,53	
48	+1	+2,58	
5	49	-1	-2,63
50	+1	+2,68	
51	0	-1,06	
52	0	+0,22	

10 Las características de salida para el filtro adaptado analógico de CTD dotado de coeficientes de ponderación h_i' para corregir la dispersión, en comparación con un filtro analógico que no tenga corrección de dispersión y con un filtro ideal, se indican a continuación en la tabla 2.

15

TABLA 2

	<u>Sin corregir</u>	<u>Corregido</u>	<u>Ideal</u>
Amplitud de señal	36,48	50,00	50,00
Mejora de señal/ruido	44,61	49,99	50,00

20 Con arreglo a la presente invención, se construyó un filtro adaptado de BB de 13 bitios para un código de Barker de 11 bitios ---+++---+++ utilizando métodos usuales de fabricación. La configuración de suma se representa en general en la fig. 5a. Los pasos o etapas de retardo, indicados en general con el número 20, comprenden
25 respectivamente unos pares de transistores de transfe

5 cia en cadena (BB). Cada bitio estaba tomado o deriva-
do por el electrodo de puerta de un transistor 22 de
efecto de campo con puerta aislada (fig. 5b). Las se-
ñales tomadas se ponderan en 24 con una función prese-
leccionada, y las señales resultantes se sumaban en las
líneas colectoras de suma negativa y positiva, 26 y 28,
por medio de un amplificador diferencial 30. Cuando es
posible predecir la pérdida de carga de transferencia,
pueden incorporarse ya de proyecto al dispositivo los
10 "pesos" de toma para invertir la dispersión. Cuando la
toma y la suma se hacen con unos circuitos seguidores
de entrada como en la fig. 5b, la resistencia puede ser
una resistencia de MOS (semiconductor de óxido metálico)
integrada, y su valor puede determinarse sea por la rela-
15 ción de anchura a longitud, sea por la polarización apli-
cada al electrodo excitador o puerta (véase Buss, Bailey
& Collins, Electronics Letters 8, 106, (1972)). Cuando la
toma se hace usando el método de electrodos divididos, co-
mo comúnmente se hace en los filtros de CCD (Collins, Bai-
20 ley, Gosney & Buss, Electronics Letters 8, 328, (1972)),
los "pesos" de tomas de compensación se realizan situando
la toma en la posición apropiada. Naturalmente, es posi-
ble utilizar uno u otro de los métodos de toma con uno u
otro de los tipos de dispositivo, sea el acoplado por car-
25 gas (CCD) sea el de transferencia de cadena (BBD). En el

presente ejemplo, el coeficiente de ponderación se efectuó por medio de una resistencia variable exterior 32 (fig. 5b). El filtro de 13 bitios con coeficientes de ponderación exteriormente ajustables se adaptó al código de Barker de 11 bitios arriba indicado. El dispositivo dio un rendimiento de transferencia de cargas (CTE) de 98%, es decir, $\alpha = 0,04$, y la degradación del funcionamiento del circuito es la indicada en las figs. 6a y 6b. En las figs. 6c y 6d, en cambio, los coeficientes de ponderación se ajustaron para invertir de modo efectivo la dispersión antes de realizar la suma en las líneas colectoras 28 y 30 (fig. 5a).

Con referencia ahora a la fig. 7, se ilustra en ella una línea de retardo analógica 38 que tiene como función de sistema $H(s) = H'(s)e^{-st}$. Una línea de retardo ideal, esto es, sin dispersión, tiene por función de sistema $H(s) = e^{-st}$. En serie con la entrada a la línea de retardo 38 hay colocado un filtro 40. El filtro 40 está configurado para definir la función de sistema $H'^{-1}(s)$. Así, la dispersión $H(s)$ de la línea de retardo 38 se invierte y aplica a la entrada de la línea de retardo, eliminándose con ello esencialmente la dispersión.

Con referencia a la fig. 8, se ilustra esquemáticamente un circuito de transistores de efecto de campo y puerta aislada, para definir el filtro 40 de la

fig. 7.

Un impulso de entrada es muestreado por la línea de retardo de BB, tomado por el condensador C_1 capaz de responder al reloj ϕ_1 . El impulso de entrada se aplica también al electrodo excitador o de puerta del transistor T_{10} . Los transistores T_1 , T_2 y T_{10} definen un amplificador inversor cuya ganancia puede ser controlada de modo selectivo mediante la variación de la alimentación V_C conectada a la puerta del transistor T_2 . Se obtiene en 42 una salida invertida, que es la inversa de la dispersión de la línea de retardo y es dejada pasar de manera discriminada por el transistor T_3 sobre el condensador C_2 . A título de ilustración se representa gráficamente en la fig. 2b una señal típica de impulso, al cabo de cierto número de -

5

10

15

20

25

transferencias producidas en una línea analógica de retardo. Como antes se ha hecho notar, el efecto de la dispersión es una componente 18 de borde de salida. La ganancia de la salida 42 del inversor se controla para que sea igual a la amplitud de la parte 18, produciéndose una señal 44 como la ilustrada en la fig. 2c. La parte 18 de borde de salida aparece con un retardo de un período, esto es, un período de reloj, tras el impulso 16. Así, como puede verse, si la señal 44 se combina con la señal 16 durante el período de retardo que sigue inmediatamente al impulso 16, la dispersión

se anulará, aproximadamente, a la salida.

5 Los medios para retrasar la salida 44 del
inversor en un paso de retardo vienen definidos por
los transistores T_5 y T_6 y los relojes ϕ_1 y ϕ_2 aso-
ciados. La señal invertida 44 se aplica al nudo de
almacenaje 46 un paso de retardo después de la señal
de entrada, anulándose así de modo efectivo la disper-
sión de la línea de retardo. Como se apreciará, natu-
ralmente, la señal se verá inicialmente compensada con
10 exceso, reduciéndose progresivamente la magnitud del
exceso de compensación a medida que la señal se propa-
ga a lo largo de la línea de retardo, hasta que a la
salida de dispersión anula a la señal invertida. Así,
en las líneas analógicas de retardo se usa de prefe-
15 rencia la circuitería de compensación de dispersión
de la fig. 7, y no la aplicación de filtros en que ca-
da bitio es tomado o derivado.

Con respecto ahora a la fig. 9, se ilustra
en ella una forma de realización del invento en la
20 que hay un regenerador 50 definido en una línea ana-
lógica de retardo de BB para suministrar, a los pasos
de retardo precedentes, una retroacción o realimenta-
ción negativa que es la inversa de la dispersión. El
regenerador tiene por efecto muestrear la señal en
25 el nudo de almacenaje 52 asociado al paso de retardo

54, multiplicar la señal detectada por una función de ponderación γ preseleccionada hasta obtener un valor de señal que sea de la misma magnitud que la dispersión de la línea de retardo presente en un paso de retardo precedente, y restar esta señal del contenido del paso de retardo 53 precedente. Como se apreciará, naturalmente, es posible efectuar una compensación de orden superior de la dispersión aplicando para ello unas partes o porciones de señal adecuadamente ponderadas a varios de los pasos o etapas de retardo precedentes, como se ilustra en general en la fig. 11.

A manera de ilustración, una corrección de primer orden, es decir, una corrección en la que se emplea la compensación de dispersión tan sólo en el primer paso de retardo precedente de una línea de retardo de BB, puede ser realizada con una configuración de IGFET como la representada esquemáticamente en la fig. 10. La señal presente en el nudo 56 es muestreada por el electrodo de puerta del IGFET 58. Los transistores 58, 60 y 62 definen un inversor, cuya ganancia puede ser controlada de modo selectivo haciendo variar para ello la alimentación V_G de puerta del transistor 60. La ganancia del inversor define la regulación negativa suministrada al nudo de almacena

je 64 del paso de retardo procedente de la línea de retardo de BB. Para la forma de realización ilustrada, la ganancia del inversor viene definida por la relación $\gamma / (1 - \gamma)$, donde γ es la dispersión, esto es, $\gamma = n\alpha$, siendo n el número de transferencias y α el tanto por ciento de carga perdida en cada transferencia.

En otros términos, la amplitud de señal mostrada en el nudo 56 es $1 - \alpha$, ya que el efecto de la dispersión es reducir la amplitud de la señal en $\gamma = n\alpha$. El circuito de la fig. 10 no restablece la señal en el nudo 56 (correspondiente al nudo 52 en la fig. 9) a su valor ideal, correspondiente a una línea sin dispersión, sino que elimina el impulso de borde de salida que se ha dejado atrás, en el nudo precedente. La eliminación de este impulso de borde de salida se efectúa por medio de los transistores 58, 60 y 62 del amplificador inversor, que definen una ganancia de $\gamma / (1 - \gamma)$. Esta salida va conectada al nudo 64 del paso de retardo precedente por medio del transistor 66, lo que tiene por efecto modificar en la magnitud requerida la carga almacenada en el nudo 34.

En relación con la fig. 11, se ilustra en ella, en esquema funcional o por bloques, una línea analógica de retardo en la que se efectúa una correc-

ción de orden superior a la dispersión. La línea de retardo está definida por cierto número de pasos o etapas de retardo 70. La señal se muestrea en el nudo 72 y es multiplicada por unas funciones de ponderación preseleccionadas $- \gamma_1$, $- \gamma_2$, $- \gamma_3$ y $- \gamma_4$. Estas señales ponderadas se aplican luego como realimentación negativa a unos nudos de almacenaje 74, 76, 78 y 80 asociados a los respectivos nudos de almacenaje precedentes. Las funciones de ponderación $- \gamma_1$ a $- \gamma_4$ inclusive pueden estar respectivamente definidas por unos circuitos tales como el ilustrado en la fig. 10.

Si bien la invención se ha descrito con detalle en lo que antecede, en relación con unas formas de realización ilustrativas, se entiende evidentemente para las personas versadas en la materia que pueden hacerse en ella diversos cambios sin por ello salirse del ámbito ni apartarse del espíritu de la invención.

La presente solicitud, que corresponde a la presentada en Estados Unidos de América, el 2 de Enero de 1973, bajo el número 320.347, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

- REIVINDICACIONES -

5

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 que se recogen en las reivindicaciones siguientes:

10

1ª.- Un dispositivo de filtro analógico adaptado, de dispositivos de transferencia de cargas, que comprende: un registrador analógico de desplazamiento que tiene una pluralidad de nudos de almacenaje, estando dicho registrador de desplazamiento caracterizado por una pérdida de transferencia de cargas determinable; medios de detectar simultáneamente la señal en cada uno de dichos nudos de almacenaje, estando dicha señal caracterizada por unas componentes de dispersión por pérdida de transferencia de cargas; un filtro transversal de la dispersión, conectado a los citados medios de detección, teniendo por efecto dicho filtro el de anular esencialmente las citadas componentes de dispersión por pérdida de transferencia de cargas de dichas señales detectadas, dando unas seña-

15

20

25

les esencialmente exentas de dispersión; medios ponderadores de la amplitud de señal conectados a dicho filtro de dispersión, para ponderar selectivamente la amplitud de señal de dichas señales exentas de dispersión definiendo una función de filtro preseleccionada; y medios de sumar dichas señales ponderadas - exentas de dispersión, dando una señal de salida correlacionada, esencialmente exenta de dispersión.

5
10
15
20
25

2ª.- El dispositivo de la reivindicación 1ª, en el que dichos medios de detectar la carga almacenada en cada uno de dichos nudos comprende un primer transistor de efecto de campo y puerta aislada, cuyo electrodo excitador de puerta está funcionalmente acoplado a dicho nudo de almacenaje, y en el que los citados medios ponderadores comprenden un segundo transistor de efecto de campo y puerta aislada, cuyo circuito de electrodos de entrada a salida va conectado en serie con el circuito de electrodos de entrada a salida de dicho primer transistor, estando el electrodo de puerta de dicho segundo transistor dispuesto para recibir una alimentación de puerta preseleccionada, y definiendo la ganancia de dicho segundo transistor el coeficiente ponderador de la señal detectada asociada al mismo.

3ª.- El dispositivo de la reivindicación 2ª,

en el que dicho filtro transversal incluye medios de definir selectivamente la ganancia del citado segundo transistor asociado a cada nudo de almacenaje, efectuando un nuevo coeficiente ponderador preseleccionado que tiene por efecto dar una salida correlacionada correspondiente a dicha función de filtro preseleccionada, salida que se halla esencialmente exenta de dispersión.

4ª.- El dispositivo de la reivindicación 3ª, en el que dichos medios de definir selectivamente la ganancia de los citados segundos transistores tienen por efecto definir nuevos coeficientes ponderadores D_n con arreglo a la expresión

$$D_n = \sum_{k=0}^p C_{n-k} A_k^{n-k}$$

en la que C_{n-k} es el coeficiente ponderador que define una función de filtro adaptado ideal preseleccionada; n es un número entero correspondiente a un paso de retardo tomado o derivado; k es un número entero; p es el menor de k o de $n-k$, siendo k un número entero correspondiente al orden de corrección de dispersión deseado; y A_k^{n-k} son los coeficientes requeridos para invertir la dispersión en el lugar de orden $n-k$

5ª.- UN DISPOSITIVO DE FILTRO ANALOGICO ADAP-

TADO, DE DISPOSITIVOS DE TRANSFERENCIA DE CARGAS.

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.

5

Esta Memoria consta de veintiocho hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 18 SET. 1974

P.A.

10

Alberto de Eizaburu
Per Podem

10-9-74
jui

- 28 -

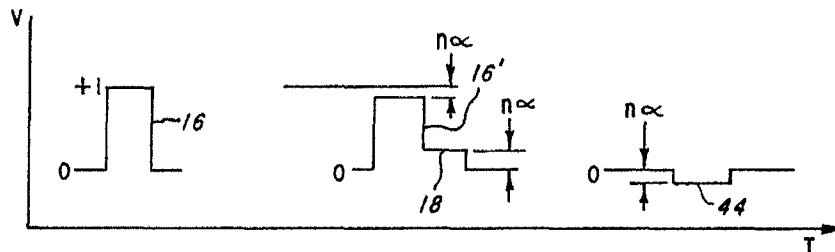
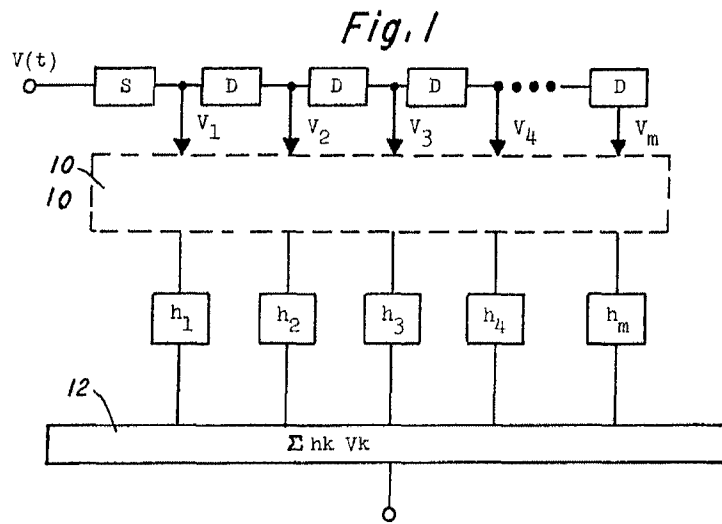


Fig. 2a

Fig. 2b

Fig. 2c

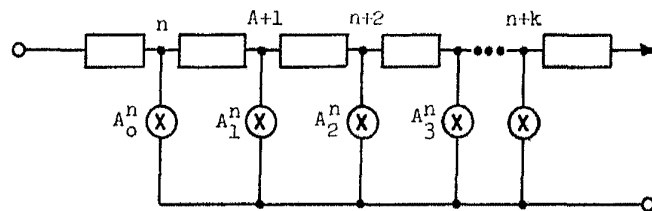


Fig. 2d

Alberto de Zilberstein
 For Patent

118778

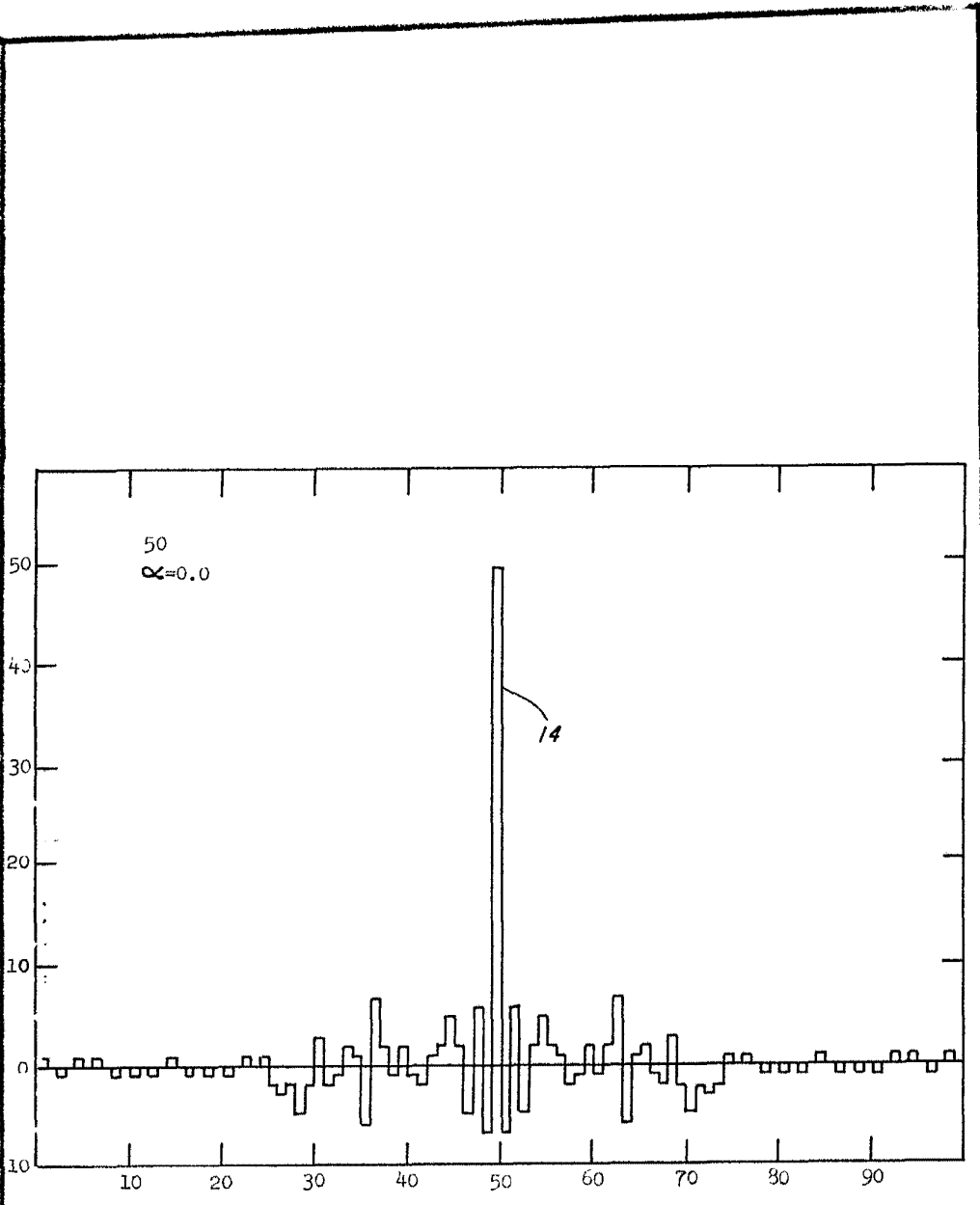


Fig. 3

Alberto de la Cruz
R. B. Baker

108618

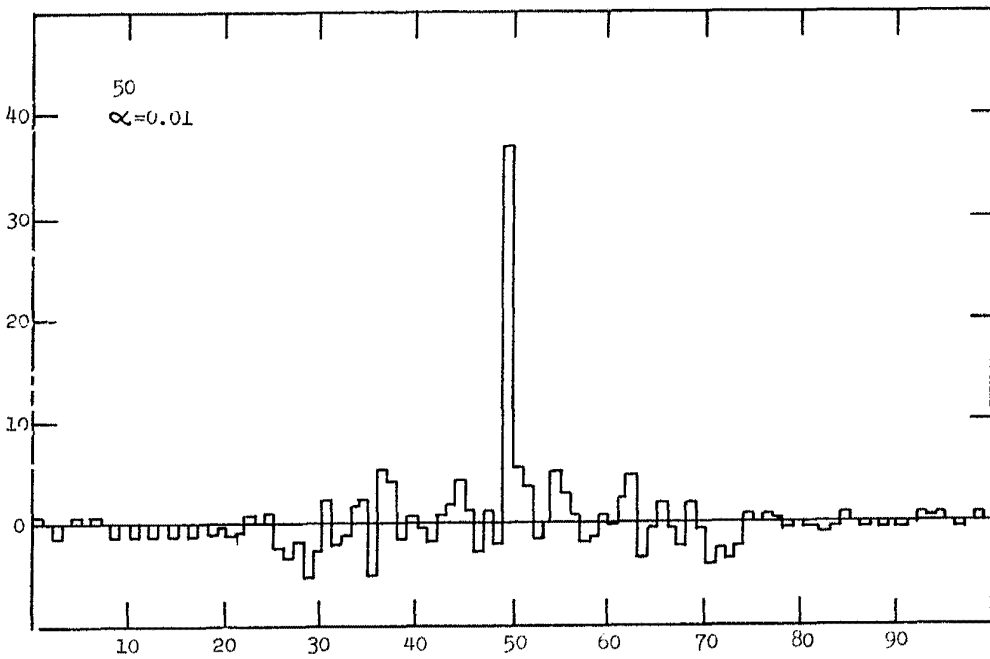
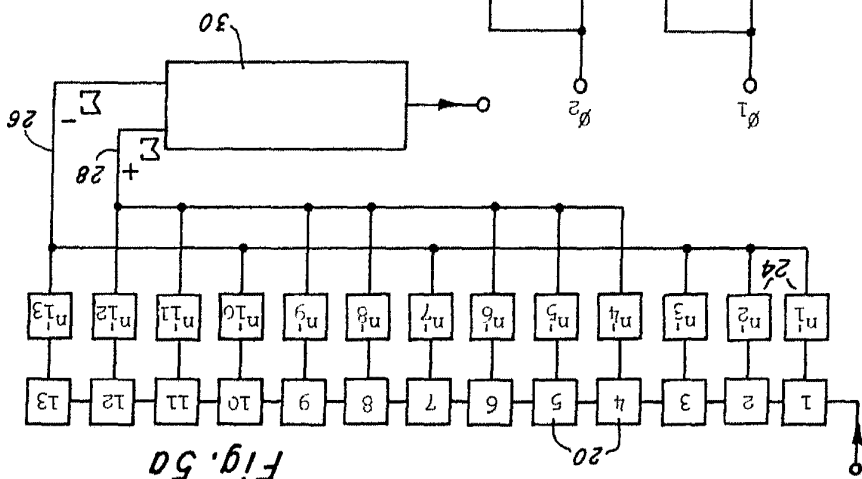
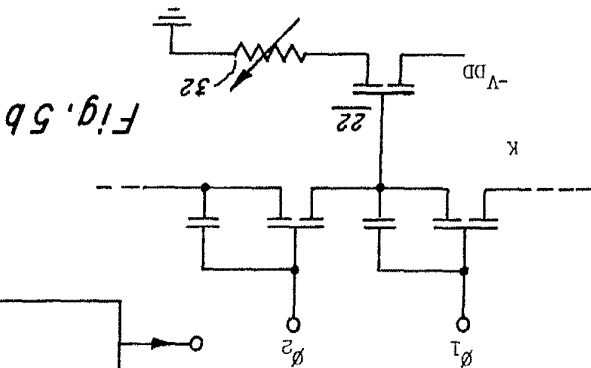
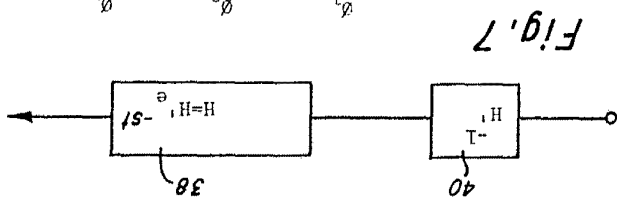
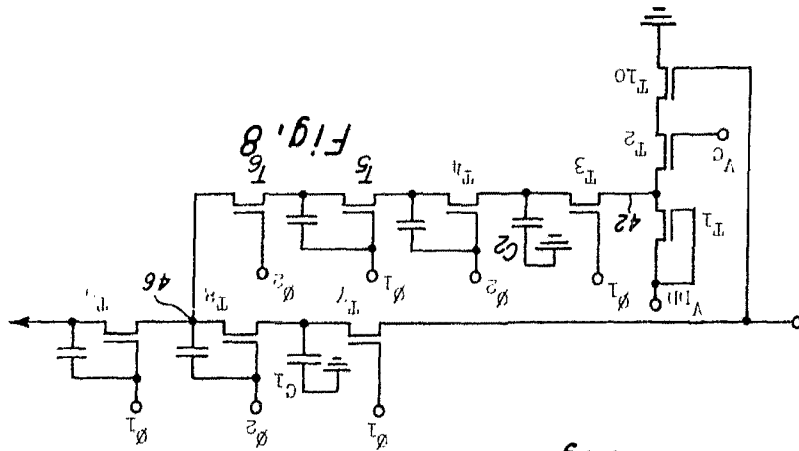


Fig. 4

Alberto de El Lubru
New York

ALBERTA ELECTRIC CO. LTD.
 Patent



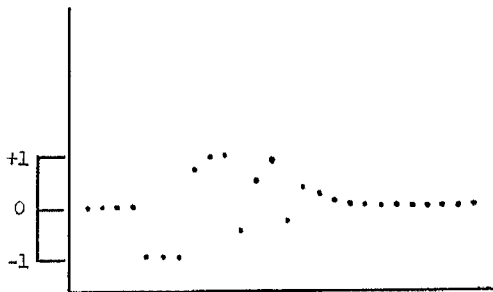


Fig. 6a

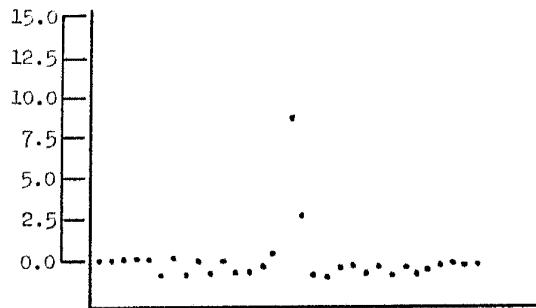


Fig. 6b

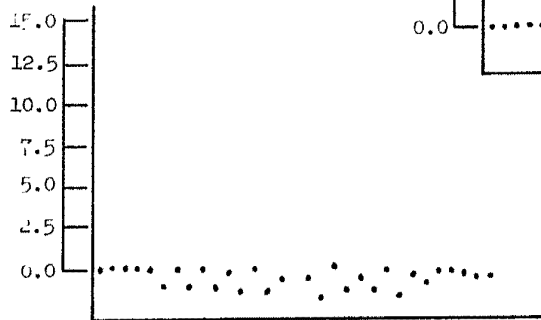


Fig. 6d

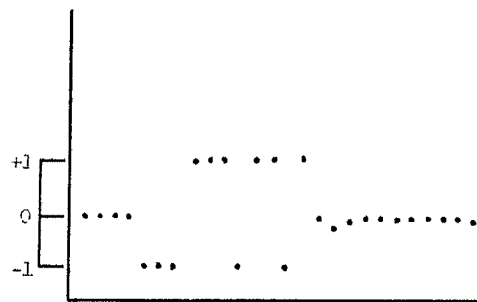


Fig. 6c

Alberto de Mendicuti
Pat. Eng.

RVV X

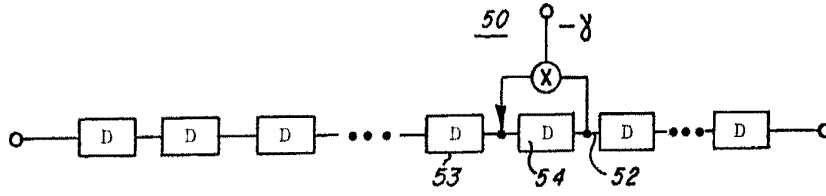


Fig. 9

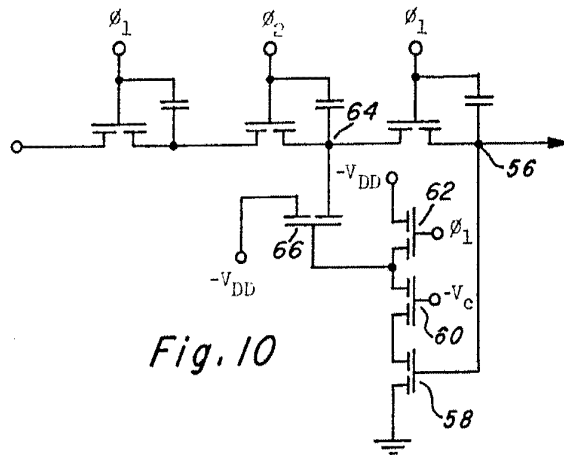


Fig. 10

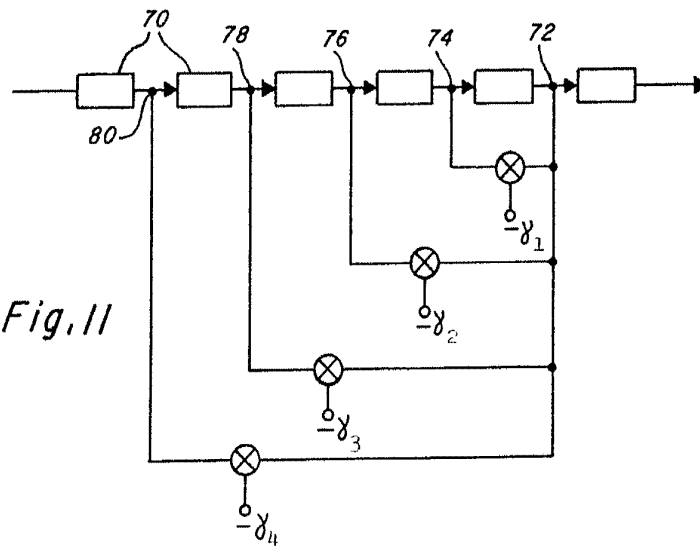


Fig. 11

Albert J. Elzner
For Node