

405791



25

Int. Cl.<sup>2</sup>: H04Q

No. 405.791

M E M O R I A   D E S C R I P T I V A

Correspondiente a la solicitud de una

PATENTE DE INVENCION

Solicitantes: 1. CAMBRIDGE RESEARCH AND DEVELOPMENT GROUP  
2. SANFORD DAVID GREENBERG  
3. DT LIQUIDATING PARTNERSHIP  
4. MURRAY MORTON SCHIFFMAN

Residencias: 1. 21 Bridge Square, WESTPORT, Connecticut 06880, USA.  
2. 200 New Hampshire Av. N.W. Suite 600, WASHINGTON,  
D.C. 20037, U.S.A.-  
3. c/o Jay M. Haft, Esq. 55 Broad Street, NEW YORK,  
N.Y. 10004, U.S.A.-  
4. 3 Fairview Avenue, WESTPORT, Connecticut 06880, USA

Enunciado: APARATO DE TRATAMIENTO PARA SEÑALES ELECTRICAS TALES  
COMO LAS QUE REPRESENTAN LOS SONIDOS CODIFICADOS AU-  
DIBLES DE LA PALABRA O PARECIDOS.

Prioridades: de las solicitudes de patente estadounidenses núms.  
171.571 del 13 de agosto de 1.971; y  
224.035 del 7 de febrero de 1.972.-

**POOR  
QUALITY**

405791



EXTRACTO DE LA DESCRIPCION.

Una línea de retardo eléctrica cuyo retardo es  
tá controlado por una señal de control que se aplica a su  
entrada, está conectada a un canal de señales sonoras tales  
5 como señales producidas por la voz humana, con el objeto de  
comprimir o dilatar en el tiempo la forma de onda de la se-  
ñal sonora de acuerdo con el aumento o la disminución del  
tiempo de retardo de la línea. Haciendo que periódicamente  
la línea de retardo produzca el retardo mínimo y el retar-  
do máximo, y viceversa, se someten los segmentos sucesivos  
10 de una señal sonora continua a un proceso tal que pueda  
obtenerse una señal de salida de frecuencia audible dotada  
de las componentes de frecuencia de la señal de voz origi-  
nal y con una duración igual, inferior o superior a la fre-  
cuencia del sonido original, ensamblándose los segmentos su-  
cesivos de la señal sometida a la acción de la línea de re-  
tardo controlada, tanto por lo que se refiere a los pará-  
metros significativos de la palabra humana como respecto a  
15 la codificación y a las condiciones eléctricas impuestas  
por el sistema, de manera que se obtenga una señal compues-  
ta de frecuencia audible que sea una réplica inteligible de  
la señal original y sustancialmente exenta de las interfe-  
rencias perturbadoras introducidas por el proceso de funcio-  
namiento de la línea de retardo.

ANTECEDENTES DEL INVENTO

El ámbito del invento está relacionado con el  
tratamiento de las señales producidas por la voz humana o  
señales similares para su entendimiento final por la perso-  
na que las escucha, teniendo estas señales sensiblemente  
20 la distribución natural o normal de las componentes de fre-

405791<sup>3</sup> -



cuencia pero duraciones en el tiempo usualmente diferentes de la duración original de la oración hablada.

5 Los sistemas de compresión y expansión de sonido que utilizan un movimiento relativo entre un medio de registro constituido por una cinta magnética y el entrehierro de la cabeza captadora que detecta la señal registrada en el medio magnético, son bien conocidos, como por ejemplo en la Patente de los EE. UU. a nombre de Schüller, número 2.352.023. Estos dispositivos presentan las limitaciones usuales de tipo operacional, así como de precio y peso relacionadas con equipos que utilizan componentes con movimiento sustancialmente mecánico. Una versión de la línea de retardo con compresión y expansión de señales en tiempo real, es bien conocida, como por ejemplo en la Patente de los EE. UU. a nombre de French y Socios, nº 1.671.151, en la cual una señal vocal se propaga a lo largo de una línea de retardo y un captador móvil explora repetidamente la línea de retardo para detectar la señal que se propaga a lo largo de ésta produciendo la velocidad relativa entre la cabeza captadora y la velocidad de propagación de la onda en el medio, la compresión y la expansión de ancho de banda con el propósito de transmitir la señal por una línea telefónica de banda estrecha. Más tarde, unos investigadores (Patente de los EE. UU. a nombre de Bell, nº 2.545.871), han eliminado las porciones dotadas de movimiento mecánico de los sistemas del tipo de la Patente a nombre de French y Socios utilizando en su lugar una conmutación electrónica secuencialmente en tomas realizadas en la línea de retardo eléctrica y proporcionando así la compresión o la expansión de frecuencia de la señal para su transmisión por una línea de

10

15

20

25

30

405791



5            banda estrecha. La aplicación de la línea de retardo pro-  
vista de tomas exploradas secuencialmente para modificar  
la duración en el tiempo de las señales de voz registradas  
sin alterar los componentes de frecuencia de las mismas,  
10            ha sido descrita en la Patente de los EE. UU. a nombre de  
Greenberg y Socios nº 3.480.737. Relacionando la veloci-  
dad de exploración de la línea de retardo con la velocidad  
de propagación en el medio de retardo y la velocidad rela-  
tiva de la reproducción de un mensaje registrado comparado  
15            con la oración hablada de la cual proviene, Greenberg y So-  
cios consiguen la expansión o la compresión en el tiempo de  
una señal de voz registrada sin alterar los componentes de  
frecuencia de la misma.

15            Otra forma de transformación de la frecuencia  
en función del tiempo, es conocida en la técnica que utiliza  
una línea de demora variable controlada por una señal para  
la corrección de error. Los sistemas de este tipo detectan  
un efecto de frecuencia indeseado debido a las irregulari-  
20            dades en el tiempo del tren de impulsos de una señal repeti-  
tiva o de variaciones que ocurren en un sistema de frecuen-  
cia audible en el cual la velocidad del medio de registro  
delante de la cabeza captadora está sometida a variaciones  
periódicas que producen irregularidades audibles conocidas  
como "wow". Para reproducir la señal original estos siste-  
25            mas eliminan los errores de velocidad por un servocontrol  
del tiempo de retardo de una línea de retardo, que se inter-  
pone en el canal de la señal. Los sistemas de frecuencia  
audible que utilizan una pista de señal de referencia o de  
sincronización con compensación de la línea de retardo va-  
30            riable, están representados a título de ejemplo en la figura

- 5 -  
405791



9 de la Patente de los EE. UU. a nombre de Coleman Jr. n<sup>o</sup>  
3.202.769 que representa un servobucle abierto. La Patente  
de los EE. UU. a nombre de Woodruff n<sup>o</sup> 3.347.997 represen-  
ta un servobucle cerrado que ajusta la velocidad de repro-  
5 ducción para compensar el componente de "wow" a frecuencia  
relativamente baja, mientras que las imperfecciones de alta  
frecuencia (es decir el "flutter") se compensan por medio de  
una línea de retardo variable. Estos sistemas de compensa-  
ción dependen para su funcionamiento del carácter repetiti-  
10 vo de la señal de error y por tanto, utilizando una línea de  
retardo con tiempo de retardo máximo adecuado para compensar  
el error máximo previsto, no se presenta el problema que  
existiría en un sistema que exigiría un aumento indefinido  
del retardo para modificar continuamente la característica  
15 tiempo-frecuencia de la señal.

Los sistemas descritos en las Patentes a nombre  
de Schüller, French y Socios y Greenberg y Socios, cuando se  
utilizan para reducir la frecuencia de una señal vocal, mien-  
tras se comprime el tiempo o la anchura de banda de un seg-  
20 mento dado de la oración, incluyen inevitablemente el dese-  
cho de una porción de la forma de onda original de la voz.  
La relación de la señal vocal desechada respecto a la que  
se utiliza, está relacionada directamente con la relación  
de compresión y la pérdida debida a este desecho está rela-  
25 cionada inherente y fundamentalmente con el proceso de re-  
ducción de la frecuencia y de compresión del tiempo durante  
el tratamiento de una parte dada del discurso. Ya que la  
porción de discurso que se reproduce alterna con porciones  
desechadas, el problema planteado por la unión de las sec-  
30 ciones en tramos continuos en el tiempo con el objeto de



reproducirlos presenta alguna dificultad y se han presentado varias soluciones.

5 Por ejemplo, Schüller sugiere utilizar un entrehierro sesgado en su cabeza captadora magnética o un acercamiento oblicuo de la cinta al punto de contacto con el entrehierro giratorio de modo que la llegada y la salida del registro de cinta magnética respecto al entrehierro se produzca progresivamente proporcionando la oblicuidad una transición desde el entrehierro nulo hasta el entrehierro máximo en contacto con el medio de registro.

10 La Patente a nombre de French y Socios sugiere la utilización de un cierto número de variantes que incluyen la utilización de dos transductores separados girando al unísono respecto al medio de retardo de modo que el mensaje reproducido en la anchura de banda comprimida de un transductor lleve superpuesto el mensaje procedente del otro transductor que normalmente hubiese sido descartado por el primer transductor.

15 Estos intentos para compensar la discontinuidad producidos por las porciones periódicamente desechadas de la onda vocal continua, han sido posibles en general tan solo porque la señal de salida proviene de un muestreo realizado en el trayecto de la señal vocal que se propaga ya que con este muestreo es fácil tener acceso a la señal almacenada en la línea en cualquier punto de ésta. Para 25 los sistemas de corrección de línea de retardo variable mencionados más arriba, no se ha tenido en cuenta ni compensado el desecho.

#### BREVE RESUMEN DEL INVENTO

30 El invento proporciona unos sistemas de compre

405791

11



5 sión-expansión para señales vocales u otras señales codifi-  
cadas en las cuales el elemento activo de conversión fre-  
cuencia-tiempo es una línea de retardo capaz de responder a  
una señal de control que se intercala directamente en el  
circuito entre la fuente de señal y el reproductor final o  
dispositivo de utilización que recibe la onda vocal trans-  
formada. Tal sistema no evita el problema inherente de la  
compresión en el tiempo producido por la discontinuidad  
que resulta del desecho de porciones alternas de la onda  
10 vocal. La porción desechada de la onda vocal puede almace-  
narse y anularse a continuación en la línea de retardo o ser  
desviada para que no penetre en el terminal de entrada de  
la línea de retardo que está directamente en el canal de la  
señal. En cualquier caso, esta señal y los fenómenos tran-  
sitorios producidos por la conmutación de la línea deben ser  
15 eliminados ya que la línea de retardo se controla repetida-  
mente por la señal de retardo entre sus valores de retardo  
mínimo y máximo. La conmutación de la línea y el desecho  
se producen en coincidencia con la necesidad de juntar, como  
20 señal de salida, dos porciones originalmente separadas de la  
onda vocal y por tanto ambas funciones se obtienen en un  
cierto número de variantes de realización descritas aquí  
que funcionan de una manera tal que cumplan los requisitos  
impuestos por los parámetros de la señal vocal propiamente  
25 dicha.

Por consiguiente, el objeto principal del in-  
vento consiste en proporcionar un sistema de compresión-expan-  
sión de la voz que utiliza una línea de retardo variable  
controlada por una señal, situada directamente en el canal  
30 de la señal entre la fuente de la señal y el reproductor so-

405791



noro, pasando secuencialmente dicha línea de retardo, repetidamente de un valor de retardo máximo a un valor de retardo mínimo, para modificar la característica frecuencia-tiempo del sonido reproducido a partir de la señal original.

5

Una característica del invento consiste en controlar la anchura de banda de entrada y de salida del sistema para las frecuencias vocales que han de ser reproducidas para que pueda ser entendida, en función de la relación de compresión de las mismas con el objeto de excluir aquellas frecuencias capaces de producir distorsión e intermodulación en razón de un muestreo insuficiente o de un desfase excesivo en cada etapa de retardo para las frecuencias elevadas y una longitud inadecuada del "chunk" de salida para conseguir la conversión de frecuencia a las frecuencias más bajas.

10

15

Otra característica del invento proporciona intervalos de desecho máximos según se determina por la longitud máxima de la línea de retardo que, en función de la relación de compresión limita el desecho real del mensaje vocal original a un valor que reduce al mínimo la pérdida de acentuaciones o transiciones importantes en el código vocal reduciendo así al mínimo la pérdida de contenido informativo transferido a la persona que escucha.

20

25

Otra característica del invento consiste en proporcionar, en un sistema que utiliza compresión o expansión de la voz por línea de retardo variable, el tratamiento de la señal en el punto de unión de dos porciones de oración reproducidas para suprimir los componentes de ruidos de desecho y para evitar la introducción de acentuaciones falsas capaces de modificar la información contenida en el segmento de señal vocal siguiente. A este efecto, si se necesita su-

30

405791



5 primir este ruido, la transición entre las muestras sucesivas de la señal vocal reproducida puede ser modificada por una simple selección o control de función de transferencia, o la transición puede ser facilitada por la introducción de porciones de señal sintéticas o derivadas de la voz para acercarse a una transmisión progresiva dentro de un intervalo de tiempo que no da lugar a la pérdida de acentuaciones y en condiciones tales que no se introduzcan acentuaciones falsas.

10 Otro objeto del invento consiste en proporcionar un proceso mejorado de conversión de frecuencia y de expansión o compresión en el tiempo de señales sonoras, que incluye una operación en tiempo real para proporcionar una salida de señal sustancialmente continua utilizando un almacenamiento de la señal por línea de retardo con variación continua o discreta de la señal de control para realizar la conversión de frecuencia de la señal sonora.

15 Estas características así como otras características y ventajas del invento aparecerán en la siguiente descripción detallada tomada conjuntamente con los dibujos adjuntos;

#### BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

20 Las figuras 1 (a) á 1 (h) representan unos diagramas que muestran la reproducción de un mensaje registrado en cinta magnética y el funcionamiento del sistema del invento con diferentes relaciones de compresión;

25 Las figuras 2 (a) y 2 (b) son diagramas de compresión y de expansión respectivamente, que muestran las relaciones de la señal de entrada-salida en función del tiempo;

30 La figura 3 (a) representa un grupo de curvas que se refieren a varios parámetros que entran en juego en

el tratamiento de la voz con varias relaciones de compresión superiores a uno y la figura 3 (b) indica expresiones similares para relaciones inferiores a uno (es decir expansión);

5 Las figuras 4 (a) a 4 (f) representan las formas de onda útiles para describir las formas de tratamiento de una transición entre muestras de señal vocal adyacentes reproducidas;

10 Las figuras 5 (a) a 5 (d) muestran un grupo de curvas que representan el proceso activo de la transición entre muestras adyacentes;

Las figuras 6 (a) a 6 (e) muestran formas de onda útiles para describir la utilización de dos líneas de retardo para realizar la transición entre muestras vocales adyacentes;

15 La figura 7 muestra un diagrama en bloques de un sistema compresor-expansor de voz de acuerdo con el invento;

20 Las figuras 8 (a) a 8 (d) representan formas de onda útiles para describir el funcionamiento del sistema de la figura 7;

La figura 9 representa un diagrama en bloques de un sistema de línea de retardo doble de acuerdo con el invento;

25 Las figuras 10 (a) a 10 (d) muestran unas formas de onda útiles para describir el funcionamiento del sistema de la figura 9 para la compresión;

Las figuras 11 (a) a 11 (d) representan formas de onda útiles para describir el funcionamiento del sistema de la figura 9 para la expansión;

30 La figura 12 es un diagrama en bloques parcial



de una modificación;

Las figuras 13 (a) a 13 (c) representan unas formas de onda útiles para describir el funcionamiento del circuito de la figura 12 para la compresión;

5 Las figuras 14 (a) a 14 (c) representan unas formas de onda útiles para describir el funcionamiento de la modificación de la figura 12 para la expansión;

La figura 15 es un diagrama en bloques parcial de un sistema biauricular de línea de retardo doble;

10 Las figuras 16 (a) a 16 (f) representan formas de onda útiles para describir el funcionamiento del sistema de la figura 15;

La figura 17 es un diagrama en bloques parcial de un dispositivo de tratamiento de la voz de acuerdo con el invento que utiliza un registro de desplazamiento analógico como elemento de retardo variable;

15

La figura 18 es un diagrama en bloques que muestra el relleno del intervalo con la continuidad de la señal en un sistema similar a la figura 17;

20

La figura 19 es una vista parcial que representa un modo de realización del invento con retardo variable proporcionado por un registro de desplazamiento digital paralelo de  $r$  bits;

25

La figura 20 representa un modo de realización del invento con retardo variable proporcionado por un registro de desplazamiento digital serie;

La figura 21 muestra un modo de realización que utiliza una matriz analógica de memoria de almacenamiento para retardo variable;

30

La figura 22 muestra un modo de realización que

405791



utiliza una memoria digital de  $r$  bits con acceso al azar;

La figura 23 representa un diagrama lógico de un control direccional de puerta con nivel de señal cero;

5 La figura 24 representa unas formas de onda útiles para describir el funcionamiento del circuito de la figura 23;

La figura 25 representa gráficamente la frecuencia cronométrica y la frecuencia de señal máxima del sistema de la figura 17;

10 La figura 26 es un diagrama en bloques de un sistema doble de línea de almacenamiento de retardo que utilizan registros de desplazamiento analógico con señales separadas de impulsos cronométricos de lectura y de registro; y

15 Las figuras 27 (a) y 27 (b) muestran un diagrama de onda de las señales de control de puerta para el sistema de la figura 3.

#### BREVE DESCRIPCION DE LOS MODOS DE REALIZACION PREFERIDOS

20 La descripción de los modos de realización preferidos será precedida por una exposición de los parámetros de las señales vocales particularmente por lo que se refiere a la compresión de la palabra para reproducir un mensaje hablado dado en un periodo de tiempo más corto. Debido a las limitaciones fundamentales e inevitables relacionadas con  
25 la compresión de la voz, la siguiente exposición se dirigirá principalmente hacia el método y el aparato utilizados en el modo de compresión. El funcionamiento del modo de compresión en el tiempo conduce a descartar una fracción de la información original directamente proporcional al factor de  
30 compresión que es igualmente el factor por medio del cual se

405791

11



5 reduce el tiempo de presentación de una secuencia hablada  
dada. Sin embargo, el método y el aparato pueden utilizar  
se en el modo de expansión, y las consideraciones relacio-  
nadas con la utilización de señales reproducidas que ocupan  
una duración de tiempo superior a la del discurso original,  
se describirán por separado en lo que sigue. El sistema es  
igualmente capaz de transformar las frecuencias sin un cam-  
bio de tiempo correspondiente para conseguir la señal de  
frecuencia deseada, como puede ser el caso para generar se-  
ñales vocales en un medio que tiene una velocidad de propa-  
gación diferente de la que tiene en el aire.

10 Haciendo referencia a la figura 1, se representa  
un sistema particular que utiliza una línea de retardo que  
proporciona un retardo máximo de 6 ms. para la porción fi-  
nal de la muestra. Suponiendo que la señal vocal que ha de  
15 ser tratada se limite a componentes de frecuencia incluidas  
entre 333 y 5.000 Hz pueden definirse algunos parámetros  
del sistema de reproducción para la compresión. Una cinta  
magnética 21 lleva registrada en ella la señal vocal cuya  
componente de frecuencia más baja de 333 Hz está represen-  
20 tada por la onda sinusoidal 22, estando la cinta arrastrada  
delante de un transductor captador 23 y enrollándose en un  
carrete de recogida 24 a la velocidad S. La señal eléctrica  
producida por el transductor 23 atraviesa un dispositivo  
25 compresor 25 y es reproducida en forma de señal audible por  
el altavoz 26.

30 El sistema 23-26 mostrado en la línea (a) de la  
figura 1 que acaba de describirse, reproduce la señal re-  
gistrada en la cinta 21 sin cambio de frecuencia o de tiem-  
po, si la velocidad del carrete de recogida 24 produce el

405791



5 arrastre de la cinta delante del transductor 23 a la velocidad de registro S, y en este caso el dispositivo de proceso 25 introducirá un tiempo de retardo constante fijo de un valor cualquiera. De este modo, se representa en la línea (b) de la figura 1 en la cual  $c = 1$ , la reproducción de la señal sinusoidal de 333 Hz sin otro cambio que el retardo de fase fijo (que ha sido ignorado).

10 Para la compresión de la voz se aumenta la velocidad de la cinta en un factor  $c$  y el dispositivo de proceso 25 se hace funcionar de manera que cambie el retardo linealmente desde su valor mínimo hasta su valor máximo. Según se muestra en las curvas (c), (d) y (e) de la figura 1, una relación de compresión de  $c = 2$  restablece, para un retardo final de la señal de 6 ms. que exige una línea de retardo de 8 ms., una porción de 12 ms. de la onda original registrada 22 que conserva ahora la mitad y descarta la mitad de la cantidad de señal que ocupaba originalmente 24 ms. del tiempo de registro. Aquella porción que se conserva se llama un "chunk" y se muestra en forma acelerada antes de su tratamiento en la línea (c) de la figura 1 como incluyendo los ciclos número 1, 2, 3 y 4. En razón del proceso de compresión y ya que el retardo final máximo de la señal se mantiene en 6 ms. lo que corresponde a 8 ms. en la línea de retardo al final del muestreo, se descarta una porción de 6 ms. de la información original que representa 12 ms. a la velocidad de registro, y esta porción se llama "desecho" en la línea (c). Este desecho incluye los ciclos 5, 6, 7 y 8 de la onda original 22 y representa el intervalo en el contenido informativo entre los "chunks" sucesivos que están reproducidos en forma de señales audibles. Esta señal audi

15

20

25

30



ble está representada en la línea (d) en el cual el "chunk" esta representado en forma de un trozo de cinta 31 reproducido a la velocidad de 2 S y que contiene los ciclos 1-4, el cual después de su tratamiento se estira efectivamente en un trozo de cinta 32 que ocupa los 12 ms. originales del tiempo de registro y que contiene los ciclos 1-4 con su frecuencia original de registro. En la línea (d) puede verse que el ciclo siguiente reproducido es el ciclo número 9 de la onda original después de descartar los ciclos 5-8 inclusive. La representación en la línea (d) de una transición suave entre el final del ciclo 4 y el comienzo del ciclo 9 no debe ser considerada como representativa de las condiciones reales de la señal como puede verse observando una señal real y comparándola con las señales idealizadas que se presentan en la figura 1.

Las líneas (f), (g) y (h) de la figura 1 ilustran la situación que prevalece cuando la relación de compresión es igual a cinco siendo la velocidad de desplazamiento de la cinta delante del transductor 23 igual a cinco veces la velocidad de registro S. Con un retardo final de la señal de 6 ms. como máximo, esta relación de compresión da lugar a una longitud de "chunk" de 1,5 ms. que contiene 2,5 ciclos de la onda 25 de 333 Hz de la línea (a) y de nuevo un intervalo de desecho de 6 ms. igual al retardo final de la señal y que corresponde a una longitud de línea de retardo de 10 ms. al final del muestreo. El intervalo de información sin embargo ha aumentado hasta el punto de que la última mitad del ciclo número 3 y la primera mitad del ciclo 13 y toda la información intermedia en la onda original registrada han sido perdidas en la parte desechada y ésta interrupción

405791



en el mensaje representa 30 ms. de la oración hablada, registrada originalmente.

Las relaciones entre los parámetros de un sistema de compresión de la voz y aquellos que pertenecen al contenido informativo de la codificación de la voz están mutuamente relacionados de tal manera que se producen las condiciones óptimas y que fijan límites extremos sobre el modo de funcionamiento del sistema del invento para un valor de inteligibilidad dado. Estos parámetros pueden ser estudiados con respecto a un sistema particular para varias relaciones de compresión y a este efecto los parámetros de un sistema que utiliza una línea de retardo con un retardo máximo final de la señal  $\Delta T_{max}$  de 6 ms. se indican en la Tabla siguiente:

Tabla I  
Parámetros típicos para compresor de voz

Relación de compresión $c/d$	Longitud de la línea d. T <sub>out</sub> (ms)	Relación chunk/desecho		Tiempo de muestreo $T_T$ (ms)	Frecuencia de repetición $1/T$ $1/P$	Frecuencia de muestreo $f_{min}$ $= 333$ Hz)
		(Tiempo "c" de reproducción) $T_{in}/\Delta T_{max}$	(Tiempo de registro) $T_{out}/\Delta T_{max}$			
1,25 2/9	6 2/3	24/6	30/7,5	30	33,3	10
1,5 2/5	7 1/5	12/6	18/9	18	55,6	6
2 2/3	8	6/6	12/12	12	83,3	4
3 1	9	3/6	9/18	9	111	3
4 6/5	9 3/5	2/6	8/24	8	125	2 2/3
5 4/3	10	1,5/6	7,5/30	7 1/2	133	2 1/2

La base de la transformación frecuencia-tiempo utilizada en el presente invento puede ser determinada como



sigue: Consideremos una onda sinusoidal  $V = E \text{ seno } \omega t$ , registrada con un registrador de cinta. Si se reproduce la cinta a  $c$  veces la velocidad de registro original, el resultado es:

5 
$$V = E \text{ seno } c \omega t \tag{1}$$

En cuya fórmula  $c$  se llama relación de compresión. Si  $c > 1$ , el tiempo se comprime por cualquier parte dada del mensaje y, si  $c < 1$ , el tiempo se dilata en el factor  $e = 1/c$ .

10 Si a continuación se aplica la señal a una línea de retardo en la cual el retardo de la línea es tal que aumente linealmente con el tiempo a la frecuencia  $d$  para producir un retardo medio de la señal  $c'$  que representa el retardo que cualquier punto de la forma de onda experimenta al atravesar la línea, entonces la señal (1) para ser:

15 
$$V = E \text{ seno } (c - c') \omega t \tag{2}$$

La señal original se restablece si el retardo es,

$$c't = c't \text{ (para restablecer)} = (c-1)t \tag{3}$$

de modo que,

20 
$$c' = \frac{d}{2} (c + 1)$$
, el grado medio de retardo de la línea que se calcula como siendo la mitad de la suma de los valores de retardo final e inicial de la línea de retardo al ser multiplicado por el tiempo  $t$ , permite obtener así el reatardo total  $c't$ . La figura 2 (a) muestra un gráfico de una muestra de señal dada del tiempo de salida de señal, 25  $t_{out}$ , en función del tiempo de entrada correspondiente,  $t_{in}$ . Por tanto, una línea I con una pendiente de 4, representa la señal igual a cuatro veces la frecuencia o velocidad de representación original, y 1/4 la periodicidad, mientras que 30 una línea II con una pendiente igual a la unidad, representa



la señal resultante restablecida o no cambiada. Con el ob-  
 jeto de cambiar una señal de este tipo (representada por la  
 línea I de pendiente  $c = 4$ ) en una señal que corresponde a  
 la línea II con una pendiente de 1, y con una reducción  
 5 correspondiente de frecuencia, es necesario retardar de ma-  
 nera creciente la señal de entrada  $ct_{in}$ , en una cantidad  
 $c't$  [ó  $(c - 1) t$ ], según se representa en la línea III.  
 Por tanto un "chunk" de señal  $T_{in}$  tiene una ordenada que se  
 corta con III en el valor de ordenada  $c'T_{in}$ , y este valor, al  
 10 ser añadido al valor de abscisa de tiempo  $T_{in}$  en el punto  
 $cT_{in}$  en la línea I, retarda la señal hasta  $T_{out}$  en la línea  
 II. El retardo  $dt$  introducido por la línea de retardo está  
 representado por la línea IV. Esta línea de retardo tiene  
 el efecto de retardar la señal instantánea  $t_i$  en una canti-  
 15 dad que aumenta linealmente  $d \cdot t$  en el intervalo desde  $t_{in}$   
 hasta  $t_{out}$ , según se representa por la línea IV. Por tanto,  
 como en el caso de la señal final en el tiempo  $t=T$ , mitad  
 de la suma del retardo inicial,  $dT_{in}$ , y el retardo final  $dT_{out}$   
 produce un valor de retardo medio en la línea IV de  $c'T_{in}$ ,  
 20 cantidad necesaria para el restablecimiento.

Por consiguiente,

$$c'T_{in} = \frac{dT_{in} + dT_{out}}{2}$$

$$(c-1)T_{in} = \frac{d}{2} (T_{in} + cT_{in})$$

25 
$$d = 2 \frac{c-1}{c+1}$$

En términos más generales, el restablecimiento  
 puede conseguirse retardando acumulativamente una señal de  
 entrada  $t_{in}$ , en una cantidad de

405791

11



$$\int_{t_{in}}^{t_{out}} \frac{f(t)}{t_{out} - t_{in}} dt = c't_{in} = (c-1)t_{in} \quad (5)$$

5 Para una línea de retardo que varía linealmente con una frecuencia de cambio del retardo  $d.f(t) = d.t$  y

$$c'T_{in} = (c-1) T_{in} = \int_{T_{in}}^{T_{out}} \frac{d}{T_{out} - T_{in}} t dt \quad (6)$$

$$= \frac{d}{2} \left[ \frac{t^2}{T_{out} - T_{in}} \right]_{T_{in}}^{T_{out}} = \frac{d}{2} \frac{(c^2 - 1)T_{in}^2}{(c - 1) T_{in}}$$

a partir de la cual se obtiene (4)

$$c'T_{in} = \frac{d}{2} (c + 1) T_{in}$$

15 de allí

$$d = 2 \frac{c - 1}{c + 1} \quad (7)$$

por tanto para  $c > 1, 0 < d < 2$

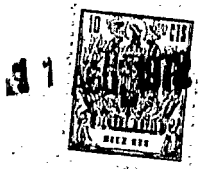
$$c < 1, -2 < d < 0$$

20 En la figura 2 (b) se representan las relaciones correspondientes a la expansión de la señal. La línea I<sub>e</sub> con una pendiente de 1/4 representa una señal que tiene la cuarta parte de la frecuencia o velocidad original de presentación. Para transformar esta señal en una señal que corresponde a la de la línea II con una pendiente de 1, y  
 25 con un incremento de frecuencia correspondiente, es necesario retardar de manera decreciente la señal de entrada,  $ct_{in} (= \frac{1}{e} t_{in} = \frac{1}{4} t_{in})$ .

En una cantidad  $c't (= \frac{1-e}{e} t = -\frac{3}{4} t)$  a partir de un retardo inicial de  $c'T_{out}$ . Este grado de retardo,

30  $c't'$ , desplaza la señal en cualquier punto hasta el

405791



valor de ordenada correspondiente en la línea II. El retar-  
do  $dt'$  introducido por la línea de retardo está representado  
en la línea  $IV_e$ . Dicha línea de retardo produce el efecto de  
demorar la señal instantánea en una cantidad que decrece  
5 linealmente  $d \cdot t'$  en el intervalo desde  $t_{in}$  hasta  $t'_{out}$ , según  
se representa en la línea  $IV_e$ . Por tanto, como en el caso  
de la señal inicial en el tiempo  $t = 0$ , mitad de la suma del  
retardo inicial,  $-d \cdot T_{in}$  y su retardo final  $-dT'_{out}$ , da lugar  
a un valor medio de retardo en la línea  $IV_e$  de  $-c' T_{in}$ .

10

$$\text{Por tanto, } c' T_{in} = \frac{dT_{in} + dT'_{out}}{2}$$

$$\frac{1-e}{e} T_{in} = \frac{d}{2} \left( T_{in} + \frac{T_{in}}{e} \right)$$

$$d = 2 \frac{1 - e}{1 + e}$$

15

El proceso que consiste en aumentar linealmen-  
te el tiempo de retardo no puede continuar indefinidamente,  
y de vez en cuando es preciso que la línea de retardo vuel-  
va a su longitud original. Si este proceso se repite a in-  
20 tervalos periódicos, siempre y cuando el intervalo sea más  
largo que el periodo de la componente de frecuencia más baja  
de la señal, los "chunks" de la señal original serán repro-  
ducidos a una frecuencia angular  $(c - c') \omega$  y se descarta el  
resto. Cuando la ecuación (3) está satisfecha, el sistema  
25 funciona aunque se hayan cortado secciones de la cinta origi-  
nal, después de pegarlas conjuntamente y reproduciéndolas a  
una velocidad normal. Las secciones de la señal se oyen con  
la frecuencia correcta pero la información se transmite en  
un tiempo más corto (si  $c > 1$ ). La palabra ha sido compri-  
30 mida en  $1/c$  de su longitud original.

405791



Los valores indicados en la Tabla I han sido re-  
presentados bajo la forma de un gráfico en la figura 3 (a).  
Para cualquier relación de compresión dada, el tiempo de  
muestreo viene dado por la curva  $T_{out}$  y la longitud del  
"chunk" se representa por la curva  $T_{in}$ . La diferencia en-  
tre estas dos curvas es el desecho que es igual al retardo  
final aplicado a la señal, al final del periodo de muestreo  
(6 ms. en el ejemplo representado en la figura 3 (a)). Por  
medio de la curva, para cualquier relación de compresión  
tal como por ejemplo  $c = 5$  en la figura 3 (a), se obtienen  
los tiempos de "chunk" y de desecho cuando la cinta se des-  
plaza a una velocidad igual a  $c$  veces la velocidad de re-  
gistro y se proyectan estos valores en el eje del tiempo,  
se ve el tiempo de registro original verdadero para las  
porciones de "chunk" y de desecho respectivamente. Según  
se indica para  $c = 5$ , el "chunk" tiene una longitud de 1,5  
ms. y el desecho una longitud de 6 ms. que representan res-  
pectivamente 7,5 ms. de información registrada y reproduci-  
da y 30 ms. de información descartada. Este último valor  
esta representado por la cantidad  $c \Delta T_{max}$  que se represen-  
ta igualmente en la figura 3 (a).

Para una señal vocal en la cual la frecuencia  
más baja de 333 Hz tiene un periodo de 3 ms. la longitud  
de 1,5 ms. del "chunk" con  $c = 5$  que corresponde a 7,5 ms.  
de tiempo de registro contendrá 2,5 ciclos de la señal a  
333 Hz. Para cualesquiera componentes de frecuencia más  
elevada de la señal vocal, el "chunk" de 1,5 ms. contendrá  
más ciclos. La longitud de "chunk" ha de ser superior al  
periodo de la frecuencia más baja que ha de ser transmitida  
(es decir debe incluir por lo menos un ciclo completo) ya



que en caso contrario no se obtendría una compresión satisfactoria. Según se indica en la figura 3 (a) debajo del eje del tiempo en 3 ms., la señal de 333 Hz. al ser tratada en periodos de muestreo próximos a 3 ms., produciría después de juntar sus elementos una salida comprimida de baja calidad, ya que el muestreo produciría una discontinuidad destructora para casi cada uno de los ciclos de la señal de 333 Hz. tratada. Los periodos de muestreo inferiores a 3 ms. no permitirían completar ningún ciclo de modo que la salida resultante una vez ensamblados los trozos no solamente contendría dicha interrupción sino que empezaría a presentar un cambio básico en su característica de frecuencia en forma de compresión de la onda por truncamiento y produciría frecuencias falsas. Aunque esta condición no representa un estado real para una onda vocal debido a la complejidad de las formas de onda, este principio es importante y los periodos de muestreo inferiores al periodo de la onda de frecuencia más baja contenida en la señal vocal no proporcionaría una compresión adecuada.

Los periodos de muestreo superiores al periodo de la onda más baja producirán una compresión y existe un intervalo de interrupción respecto a la región en la cual el periodo de muestreo es solamente un poco superior al periodo de la onda de frecuencia más baja según se indica en el eje de tiempo entre 3 ms. y 6 ms. en la figura 3 (a). El resultado obtenido dentro de este periodo de interrupción es una onda expansionada deformada en la cual el efecto de las disyunciones entre las muestras empieza a tomar proporciones extremadamente importantes cuando se acerca al punto de ciclo único y disminuye al aumentar el número de los ciclos



5 contenidos en la muestra. De manera práctica, se indica la existencia de dos y medio ciclos por muestra como límite conveniente en la figura 3 (a), pero en general, cuanto más ciclos hay en la muestra tanto menor es el factor de perturbación.

10 Con el objeto de evitar la distorsión extremadamente fuerte producida por ondas que tienen una longitud de onda superior al periodo de muestreo, éstas frecuencias más bajas han de ser filtradas para eliminarlas antes de que la señal vocal penetre en la línea de retardo, ya que en caso contrario estas ondas interrumpidas y fuertemente distorsionadas se propagarían a lo largo de la línea y producirían un efecto de intermodulación con la señal deseada pudiendo mermar en grado importante el funcionamiento del sistema.

15 Para valores de la relación de compresión inferiores a  $c = 5$ , y conservando  $\Delta T_{max} = 6$  ms., la longitud del "chunk" aumenta lo que hace que el muestreo en tiempo real aumente siendo superior a 7,5 ms., y por tanto superior al número mínimo de ciclos correspondientes a la componente de onda de frecuencia más baja presenta en el "chunk". Por tanto, el usuario podría elegir hacer funcionar la línea con un retardo superior a los 6 ms. indicados para  $\Delta T_{max}$  con el objeto de reducir la cantidad de desecho.

25 Considerando la porción desechada de la muestra como teniendo una longitud constante de 6 ms., a la frecuencia comprimida de reproducción, la pérdida de información real es igual a la relación de compresión multiplicada por 6 ms. de modo que con  $c = 5$ , la información real desechada para cada muestra representa 30 ms. del tiempo de registro.



Según se muestra en el eje de tiempo de la figura 2, éste es el intervalo desde 7,5 ms. hasta 37,5 ms. y la relación entre esta pérdida de información y la inteligibilidad de dicha señal vocal reproducida ha de ser estudiada.

5

En general, la palabra humana representa una codificación extremadamente compleja de un grupo de sonidos relativamente limitado llamado fonemas, los cuales tomados en el contexto de los varios atributos del código vocal tales como los componentes pronunciados-no pronunciados, el tono, las frecuencias constitutivas y la continuidad de la configuración sonora representada por la energía sonora (y la ausencia de la misma) conectados por todas las transiciones importantes entre los componentes temporales de la misma, constituye una corriente acústica de infinita variedad y versatilidad. La capacidad del oído humano para recibir este mensaje acústico y del sistema oído-cerebro para decodificar el mensaje no se entiende completamente ya que parece que la velocidad de información que se comprende fácilmente supera mucho las meras características de respuesta acústica del oído considerado como receptor.

10

15

20

25

30

Afortunadamente, la capacidad del sistema oído-cerebro para comprender el mensaje vehiculado por las señales de la palabra humana, es suficientemente buena para que grandes porciones de la corriente acústica real puedan ser perdidas o descartadas sin pérdida importante en la percepción y comprensión del contenido informativo del mensaje de la señal acústica. Ya que la comprensión del contenido del mensaje disminuye más rápidamente que la percepción de las palabras individuales al ser presentado el mensaje a la persona que le escucha a una velocidad cada vez más elevada, el



problema asociado con el desecho de una porción de la corriente de señales puede ser resuelto en favor de la comprensión sin llegar hasta el punto de que la inteligibilidad de las palabras individuales empieza a deteriorarse.

5 Este último punto se alcanza cuando la pérdida o la alteración de las transiciones u otras acentuaciones que representan la conexión entre una consonante y una vocal resultan del hecho de que una gran parte o la totalidad de una acentuación o de unas acentuaciones dadas alterando el contenido

10 informativo aparente de los "chunk" contiguos concatenados. Incluso antes de alcanzarse el punto de pérdida absoluta de inteligibilidad, el límite de tolerancia debido a la falta de confort en caso de escucha de gran duración, se produce en razón de los sonidos anormales y de la fatiga

15 que se desarrolla debido a la concentración intensa necesaria para intentar extraer el contenido informativo en presencia de una división excesiva en el tiempo.

Para la comprensión de la palabra, la pérdida de inteligibilidad puede asociarse con el desecho de porciones del mensaje que contienen acentuaciones o fonemas significativos cuyos componentes tienen una longitud que varía, teniendo los más cortos una duración de 10 ms. a 20 ms. aproximadamente. Estas acentuaciones cortas no dominan la palabra sino que se producen con una regularidad suficiente para que su pérdida sistemática sea indeseable y por tanto debe considerarse como límite superior adecuado para el periodo de desecho el valor de 30 ms., y preferentemente próximo a 15 ms. Con este límite de ajuste de inteligibilidad de las sílabas y palabras reproducidas, la velocidad de presentación de un mensaje dado puede ser aumentada hasta el

20

25

30



límite de comprensión de cualquier oyente dado, y según el grado de dificultad del tema sometido con una preocupación mínima respecto a la limitación que habrá de ser impuesta permitiendo la pérdida o la distorsión del contenido de palabras o la producción de acentuaciones falsas a partir de los "chunks" concatenados del mensaje.

La figura 3 (a) indica la relación entre el tiempo de desecho del registro y la relación de compresión como función lineal  $c \Delta T_{max}$  siendo la gama de 18 ms. a 30 ms., llamada gama de incertidumbre de desecho. Por tanto, el desecho de 6 ms. con  $c = 5$ , está destinado a incluir el intervalo de registro de tiempo real desde el tiempo  $t = 7,5$  ms. hasta  $t = 37,5$  ms. próximo al límite superior permitido para el desecho sin pérdida anormal de inteligibilidad, necesario para que no contribuya de manera importante a la pérdida de comprensión del mensaje percibido. Unos valores más pequeños de  $c$  dan lugar a un tiempo de desecho real más pequeño y por tanto se mejora la inteligibilidad especialmente para aquellas acentuaciones que están situadas en la extremidad inferior de la escala de tiempo es decir próximos a 10 ms.

Aunque la Tabla I y la figura 3 (a) representan parámetros de un sistema típico de compresión de la voz que tiene un retardo final de la señal de 6 ms. y definen los límites del funcionamiento dentro de una gama bastante estrecha, se observará que los principios en cuestión pueden adaptarse para ser utilizados en una gama de funcionamiento más ancha. Por ejemplo, la variación de la banda de frecuencia real de la señal vocal y la longitud máxima de la línea de retardo son ambas factores de diseño importantes que

11 AGO 1977



5

10

15

20

25

30

tienen influencia sobre la selección de la relación "chunk"-desecho y el periodo de muestreo en una gama dada de la relación de compresión  $c$ . Por otra parte, la gama real de frecuencias de la señal tiene un significado importante para el diseño de la línea de retardo que debe acomodar el espectro de frecuencias presente en la señal tales como factores cuantitativos y cualitativos del tono de la voz, la presencia de la totalidad o solamente algunas de las frecuencias constitutivas de una voz individual y la anchura del espectro de la señal en el cual las propiedades lineales fase-frecuencia deben ser preservadas. Sin embargo, finalmente el sistema utilizado incorporará la elección de los factores de diseño en cuestión dentro de los límites anchos definidos aquí.

La figura 3 (b) es una representación gráfica de relaciones correspondientes de la expansión de la señal que representa el entrehierro inicial, el "chunk" de salida y la variación máxima de la longitud de la línea de retardo con la relación de expansión  $e$  para un intervalo de entrada de muestreo dado  $T_{in}$ . El intervalo de salida se produce en el comienzo de cada periodo de muestreo y a continuación para el resto del periodo de muestreo, aparece el "chunk" de salida de frecuencia reducida expandido en el tiempo. El retardo máximo  $dT_{in}$  que se necesita se representa igualmente en función de la relación de expansión  $e$ .

Sin embargo, no se ha tratado un aspecto del sistema de compresión de la voz descrito con relación a la figura 1, es decir la salida audible del transductor 26 cuando se conmuta la unidad 25 de tratamiento de retardo variable desde el retardo máximo al retardo mínimo al final del pe-



riodo de muestreo. Justo antes de la conmutación, la línea de retardo está cargada con la señal de la voz que ha de ser desechada y si la línea se conmuta instantáneamente a un retardo cero, toda esta información, a no ser que sea anulada o pre-demorada se presentará en una forma muy condensada en la señal de salida. De hecho, con líneas de retardo convencionales que utilizan componentes R y L o C, existirá un intervalo de tiempo necesario para conmutar la línea desde el retardo máximo al retardo mínimo y se ha comprobado que incluso si la línea no contiene información de señal, esta conmutación de una línea tiene una constante de tiempo mínima significativa asociada con ella, que produce un fenómeno transitorio audible perturbador en la señal de salida ya que la frecuencia de repetición de este transitorio es la recíproca del periodo de muestreo. Debido a las limitaciones impuestas por los parámetros del sistema indicadas más arriba, esta frecuencia de conmutación y los componentes espectrales del fenómeno transitorio estarán siempre dentro de la gama audible y por tanto presentarán una componente de intermodulación muy desagradable en la salida audible del dispositivo. El presente invento proporciona un número de complementos para la supresión del fenómeno transitorio y unos dispositivos para rellenar los intervalos del mensaje con el objeto de reducir los efectos de ruido desagradables en cuestión. En sistemas más elaborados, la sustitución de componentes de mensaje artificiales o reales mejora todavía más la transición desde una muestra a la siguiente y puede ser adaptada para llenar una porción de la información detectada en el proceso de compresión.

Haciendo ahora referencia a la figura 4, se ha



reproducido una porción de onda de 333 Hz en el punto de transición ilustrado en la figura 1 (d), en la cual el ciclo 4 y el ciclo 9 de la onda original de 333 Hz. registrada se representan en forma de una onda sinusoidal ininterrumpida. La unión entre el final del ciclo 4 y el comienzo del ciclo 9 en el punto 41, aunque representada en forma de porción continua de la onda sinusoidal no es en realidad, como se ha indicado más arriba, casi nunca relacionada de esta manera con el muestreo periódico no selectivo de formas de ondas independientes complejas y por tanto en lugar de un punto de transición progresiva 41, ha de preverse una interrupción entre la extremidad de un "chunk" y el comienzo del siguiente "chunk" en muestras sucesivas. Esta interrupción podría sin duda admitirse sin pérdida de inteligibilidad si el fenómeno transitorio procedente de la conmutación de la línea (esté cargada o no cargada) no tuviera que tenerse en cuenta exactamente en este momento. Ya que este fenómeno transitorio es responsable de una señal audible muy molesta procedente del sistema, debe eliminarse y a este efecto puede aplicarse según se indica en la figura 4 (b) una señal de accionamiento simétricamente respecto al punto de transición 41 para producir la señal de salida representada en la figura 4 (c). Haciendo que la puerta sea bastante larga para incluir el fenómeno transitorio resultante de la conmutación de la línea se elimina el ruido audible así generado. La mejora obtenida por este procedimiento, aunque importante, no es ideal ya que la introducción de la señal de puerta dentro de la gama audible es por sí misma audible en forma de interrupción repetitiva que intermodula la señal audible. Este efecto puede ser reducido utilizando un fil-



tro de salida diseñado para la frecuencia de repetición particular y una anchura de puerta para suavizar la transición brusca representada en la figura 4 (c) y esta respuesta de salida está indicada en la figura 4 (d).

5                   Es posible realizar otra mejora utilizando la señal de puerta como señal de control de ganancia y dando una inclinación de las transiciones que corresponden a la desactivación y a la activación de la puerta de modo que se realice una transición progresiva de la salida audible de la  
10                   desactivación a la activación y se obtiene una transición relativamente progresiva según se indica en la figura 4 (f). El objeto de lo que antecede consiste en reducir el efecto de interrupción que tiene por sí mismo una característica audible y puede actuar como una acentuación. Inclinando el  
15                   borde trasero del impulso de activación se facilita una ayuda considerable ya que un comienzo anticipado (o retardo relativo de la señal de voz) sería preferible para el comienzo del borde delantero. Con estos procedimientos relativamente  
20                   simples, la transición progresiva entre "chunks" adyacentes que están unidos de manera interrumpida por el funcionamiento del proceso de compresión-desecho, se consigue de una manera satisfactoria para muchas aplicaciones.

                  Haciendo ahora referencia a la figura 5, se describirán los procedimientos más complicados para llenar el  
25                   intervalo entre muestras adyacentes. Según se representa en la figura 5 (a), una transición interruptiva que se ha de prever normalmente representa una discontinuidad brusca en la señal del mensaje y lleva superpuesto a ella el fenómeno de ruido transitorio procedente de la conmutación de la  
30                   línea tal y como se ha descrito más arriba. Introduciendo



una señal de puerta (figura 5 (b)) de anchura suficiente para incluir el transitorio de conmutación de línea y haciendo que la señal de puerta coincida con un nivel cero y la misma dirección de cambio para señales adyacentes tratadas, puede obtenerse una transición de conmutación de nivel cero según se representa en la figura 5 (c). Esta transición exenta de ruidos de conmutación de línea y que continua esencialmente un nivel de señal existente de amplitud cero durante el intervalo de la puerta proporciona según se ha comprobado, una perturbación débil o nula para el oyente medio.

Debido a la naturaleza del fenómeno del oído humano, particularmente la capacidad que tiene el oído para sintetizar el mensaje sobre el cual se concentra incluso en la presencia de ruidos, puede ser útil en ciertas circunstancias introducir una componente de mensaje falso o real en el intervalo del nivel cero indicado en la figura 5 (c). A este efecto, un ruido adecuadamente elegido o componentes de señal que tiene aproximadamente la misma amplitud y la misma frecuencia pueden ser introducidas en lo que es por lo demás un intervalo silencioso en la corriente del mensaje y esta disposición del invento esta indicada en la figura 5 (d). Cuando el intervalo ha de ser llenado con componentes de ruido, puede aplicarse facilmente durante el intervalo de conmutación una fuente adecuada y una conmutación simétrica para introducir el ruido procedente de la fuente en el canal de la señal.

La figura 6 representa una forma preferida de llenado de intervalo en el cual se utilizan dos líneas de retardo controladas por la señal. La señal vocal se aplica a



5 ambas líneas de retardo designadas canal A y canal B en las  
figuras 6 (a) y 6 (b) respectivamente, y estas dos líneas es  
tán controladas por una señal para que tengan característi-  
cas de ganancias simétricas complementarias y unas caracte-  
rísticas de superposición de demora variable según se repre-  
senta en las figuras 6 (c) y 6 (d). En este caso, las se-  
ñales de control de retardo que están representadas en la fi-  
gura 6 (d) tienen una fase tal que se superpongan por lo me-  
10 nos en un grado correspondiente a la porción de transición  
de las características de control de ganancia de la figura  
6 (c). Las salidas de ambos canales de retardo A y B se  
combinan para producir la salida combinada representada en  
la figura 6 (e).

15 Generalmente, la longitud de las líneas de retar-  
do utilizadas para los canales A y B en la figura 6 utili-  
zarán una línea de retardo de longitud completa y una línea  
de retardo de longitud relativamente más corta para almace-  
nar la señal utilizada para llenar los intervalos. Esta  
disposición reducirá el coste del equipo representado por  
20 las líneas de retardo de secciones múltiples necesarias pa-  
ra obtener la longitud de retardo máxima necesaria para el  
funcionamiento del sistema. Por otra parte, en los sistemas  
en los cuales el coste no es un factor principal, pueden  
utilizarse dos líneas de retardo variable de longitud comple-  
25 ta iguales, y sus señales de control pueden aplicarse alter-  
nativamente de modo que el canal de la señal pase en primer  
lugar por una y a continuación por otra línea de retardo,  
facilitando así un periodo de señal completo para conmutar  
de nuevo la línea de retardo inactiva hasta el estado de re-  
30 tardo mínimo antes de utilizarla de nuevo para la transmisión



de la señal. Para dichas líneas de retardo simétricas, puede ser igualmente útil proporcionar un cierto grado de superposición durante la transición, según se indica en la figura 6 (d), aplicándose señales de control de ganancia apropiadas según se indica en la figura 6 (c).

Haciendo ahora referencia a la figura 7, se describirá un sistema de compresión-expansión vocal básico de acuerdo con el invento. Este sistema incluye un dispositivo de reproducción a velocidad variable 51 que se indica en forma de una cinta móvil con entrada de control de velocidad controlada manualmente 52. La señal derivada del movimiento de la cinta delante del transductor magnético se aplica a un amplificador de control automático de ganancia 53 que transmite también la señal a un filtro pasa banda que tiene unas frecuencias de corte alta y baja regulables. La selección de las frecuencias de corte del filtro puede hacerse por control manual 52 conjuntamente con la elección de la velocidad de reproducción del dispositivo reproductor 51. El control manual 52 proporciona igualmente una señal de control de amplitud a un control de reglaje fino de tono de voz 54 que aplica a la línea 55 una señal para controlar la amplitud final de la forma de onda linealmente creciente que controla la línea de retardo variable tal y como se ha descrito más arriba.

Después de atravesar el amplificador y el filtro 53, la señal penetra en una línea de retardo variable 56 que puede ser controlada por la señal entre límites de retardo mínimo y máximo. Esta señal de control aplicada a la línea 57 se deriva de un dispositivo de nivel en forma de rampa y cambiador de amplitud 58 que recibe en su en-



trada bien una forma de onda de compresión triangular en la línea 59 o la inversa de expansión de la forma de onda de la línea 59 que aparece en la línea 61 después de atravesar un inversor 62. Una u otra de las líneas 59 y 61 está energizada con una forma de onda en rampa que depende del reglaje de un conmutador 63 que proporciona la forma de onda de rampa básica procedente del generador del tren de impulsos de rampa 64. El periodo de repetición de la onda en forma de rampa puede ser elegido por un control manual 65. Un impulso que coincide con la reposición de la porción lineal de la onda en forma de rampa aparece en la línea 66 y se aplica a un generador de impulso de supresión 67 para producir impulsos de supresión cuya anchura puede ser controlada por reglaje manual 68 y que están sincronizados con el impulso de entrada de la línea 66.

La salida de la línea de retardo variable 56 se aplica a un circuito de supresión y al amplificador 71 que transmite o bloquea la señal según el impulso de supresión B aplicado a la línea 72 procedente del generador 67 y cuando el impulso de supresión no está presente, la señal de retardo se aplica a un filtro pasabanda de voz 73 cuya salida se aplica a un reproductor de sonido 74.

Ademas de la variación de amplitud prevista para la señal de rampa lineal procedente del generador 64 que está controlada por el control manual 52, el nivel absoluto de la tensión aplicada, puede ser controlado por unos medios de reglaje de nivel 60. La línea de retardo variable 56 será generalmente de un tipo conocido y en particular pueden ser unas etapas de filtro 360 RC, en las cuales la resistencia en derivación está constituida por un



5

10

15

20

25

30

dispositivo FET u otro dispositivo semiconductor cuya resistencia varía en respuesta con una tensión o una corriente de control. De este modo las líneas de retardo funcionan generalmente de manera más favorable respecto a la distorsión de la señal que las atraviesa si el retardo de fase en cada etapa se mantiene muy por debajo del valor máximo posible de 90°. Por consiguiente, la línea puede ser diseñada de manera que funcione con un retardo de fase de 45° a 60° por etapa como máximo y el número de etapas se determina entonces como siendo superior a la cantidad:

$$N > (6 \text{ ó } 8) c (f_{\text{max}}) \Delta T_{\text{max}}$$

En la expresión que antecede, los dígitos 6 y 8 representan el número de etapas por cada ciclo eléctrico de la frecuencia más elevada que ha de ser transmitida, que corresponde a un retardo de fase de 60° ó 45° respectivamente, como variación de fase máxima por etapa que ha de ser utilizada; la cantidad c es la relación de compresión; la cantidad  $f_{\text{max}}$  es la frecuencia más elevada transmitida por la línea; y  $\Delta T_{\text{max}}$  es el retardo máximo de la señal deseado según lo impone el intervalo de desecho máximo permisible indicado más arriba. Se conocen en la técnica numerosas otras formas de construcciones de líneas de retardo que pueden ser controladas por una señal y el invento no se considera limitado a ninguna forma particular de línea de retardo.

Haciendo ahora referencia a las figuras 8 (a) y 8 (b), se describirá el funcionamiento de la figura 7. La forma de onda del periodo de muestreo 81 tiene un periodo ajustable por el control 65 para producir una onda en diente de sierra asimétrica 82 que produce una tensión lineal negativa relativamente larga seguida por una tensión lineal



positiva más corta. Esta forma de onda se utiliza directamente en la línea 59 para la compresión de la voz, mientras que después de la inversión en el inversor 62, su inversa se utiliza en la línea 61 para la expansión. La forma de onda de expansión está indicada por las líneas de puntos 83 en la figura 8 (a). Para una línea de retardo variable 56 cuyo retardo aumenta cuando la tensión de control se hace mas negativa, las formas de onda 82 y 83 tienen el sentido adecuado para controlar el intervalo de retardo, y la magnitud del retardo está determinada por el control de amplitud 52 con respecto a un nivel de tensión ajustado por el reglaje de nivel 60. De este modo, el punto de funcionamiento en la excursión de la forma de onda 82 se elige para una relación de compresión dada conjuntamente con el periodo de muestreo que será una combinación predeterminada para cualquier relación de compresión dada, suponiendo que el retardo máximo  $\Delta T_{max}$ , en la línea 56, es un valor fijo obtenido eligiendo la longitud de la línea de acuerdo con el valor  $d \cdot T_{out}$ , dado en la figura 3 (a) y en la tabla I para la relación de compresión deseada. Si el retardo máximo aplicado a la señal no se mantiene constante, el periodo de desecho cambiará de manera correspondiente como puede verse en la descripción de la figura 1, y se necesitarán ajustes correspondientes de la amplitud de la onda para obtener la pendiente  $d$  necesaria para una relación de compresión  $c$ . Unas consideraciones similares se aplican a la pendiente de la curva 83 que debe ajustarse en su valor correspondiente  $d$  para una relación de expansión  $e$ .

En la figura 8 (b) se representa el funcionamiento del generador de impulsos de supresión 67 para que



5 produzca un impulso 84 de anchura predeterminada en respuesta al impulso de iniciación de la señal de periodo de muestreo 81 recibida en la línea 66. Este impulso puede aplicarse como control de ganancia al circuito 71 con un borde posterior modificado tal y como se ha descrito más arriba con el objeto de reducir la señal transitoria y proporcionar un comienzo progresivo de las señales sonoras de voz que se transmiten al transductor 74. La anchura B del impulso de supresión se elige con el control 68 y normalmente se le da una suficiente duración para que la corta porción lineal abrupta de la forma de onda en rampa haga volver la línea de retardo 56 a su estado de retardo cero o mínimo y disipe la energía de la señal contenida en ella (o el transitorio producido por la conmutación de la línea propiamente dicha) antes de activar el canal de señal que energiza el transductor 74 con los segmentos de señal de voz subsiguientes.

10

15

El periodo de supresión B y el periodo de activación B para el modo de expansión se representan en la figura 8 (c). Los "chunks" dilatados con intervalo de salida inicial se representan en la figura 8 (d).

20

El sistema de la figura 7 puede utilizarse también en sustitución de señales de relleno de intervalo en forma de señal de ruido o pseudo-ruido, que corresponden al sistema descrito en la figura 5. A este efecto, se dispone una fuente 75 de dichas señales para proporcionar la señal de entrada al filtro 73 durante el intervalo de supresión. Por medio de un conmutador 76 puede hacerse que el llenado de intervalo durante el intervalo de supresión sea opcional. La señal de llenado de intervalo 75 puede deri-

25

30



vase de la señal de mensaje procedente del amplificador 53.

Haciendo ahora referencia a la figura 9, se describirá una forma modificada del invento particularmente adecuada para realizar los varios procesos de llenado de intervalo en los sistemas de compresión de voz descritos más arriba. Las porciones de la figura 9 que son esencialmente idénticas a las que se describen en la figura 7 tienen números de referencia correspondientes y por tanto se describirán solamente las adiciones y cambios. Además de la línea de retardo variable 56, una segunda línea de retardo variable 91 recibe la onda procedente del amplificador 53. La salida de las líneas de retardo 56 y 91 se aplican respectivamente a los circuitos de supresión suplementarios 92 y 93. Las señales transmitidas por estos circuitos de supresión 92 y 93 se amplifican y se filtran en el elemento 73 y se transmiten al reproductor acústico 74 descrito más arriba.

Un generador de tren de impulsos 94 produce un tren de impulsos representado en la figura 10 (a) que tiene una frecuencia de repetición de impulsos elegible que está determinada por el reglaje del control manual 65 que permite establecer el periodo de muestreo básico. El impulso de salida procedente del generador 94 se demora en la unidad de retardo 95 y se aplica a un primer generador de rampa 96 y sin demora se aplica a un segundo generador de rampa 97. Los generadores de rampa 96 y 97 están sometidos al control de nivel de forma de onda producido por el elemento de reglaje manual 60 y el control lineal de amplitud de rampa producido por el elemento de reglaje manual 52.

405791

11



Tal y como se ha indicado más arriba, el reglaje fino de to  
no 54 puede utilizarse para modificar ligeramente la pen-  
diente de la rampa como ajuste de tono de voz cambiando  
eficazmente la conversión de frecuencia en una pequeña ex-  
5 tensión. Además, el intervalo de anchura de supresión de  
cada generador puede ser ajustado por los controles 68 y 70  
respectivamente. Las salidas de los generadores de rampa  
96 y 97 se aplican respectivamente a las líneas de retardo  
56 y 91 para controlar el retardo de tiempo de las señales  
10 que atraviesan las líneas respectivas de acuerdo con las  
señales de control aplicadas. Por medio de los controles  
selectivos de c ó e, el sentido de la pendiente de las on-  
das en forma de rampa puede elegirse de manera que se obten-  
ga la compresión o la expansión.

15 Los controles de nivel y de amplitud que per-  
miten ajustar los generadores de rampa respectivos 96 y 97  
son preferentemente regulables para permitir la selección  
de la relación entre las dos ondas en forma de rampa. Ha-  
ciendo que el retardo y la fase de la unidad 95 sean ajus-  
20 tables, se puede obtener igualmente cualquier superposición  
deseada de las líneas de retardo. Es igualmente posible  
disponer los componentes de modo que la conmutación sea com  
plementaria en las entradas de las dos líneas de retardo 56  
y 91, conmutándose las salidas de modo que se combinen en  
25 un canal común del amplificador 73. Esta variante descarta  
la porción de la señal vocal que no se utiliza por cada lí-  
nea antes de que penetre en la línea y elimina así la nece-  
sidad de disipar estas porciones cuando se conmutan las  
líneas entre los periodos activos.

30 Haciendo ahora referencia a la figura 10, se



describirá el funcionamiento del sistema de compresión de voz de la figura 9. El generador de tren de impulsos 94 produce la forma de onda de base de tiempo de la figura 10 (a). Este impulso dispara la transformación de la forma de onda C2 en el generador de rampa de impulsos 97 que produce el impulso de supresión indicado en la figura 10 (c) determinándose la anchura predeterminada de B y  $\bar{B}$  por el control de anchura de impulsos de supresión 68. Después del retardo indicado en la figura 10 (b) el impulso procedente del generador 94 dispara el generador de rampa 96 produciendo la forma de onda C1, representada en la figura 10 (b). Con esta disposición, a la onda de control C1 de la línea de retardo 56, se superpone en el tiempo la forma de onda C2 cuya pendiente está en el mismo sentido y que cubre la pendiente de retorno brusca de la onda en forma de rampa C1. Con los intervalos de tiempo asimétricos representados en la figura 10, es posible llevar a la práctica los procedimientos de llenado de intervalo representados en las figuras 5 y 6. Haciendo que las formas de onda C1 y C2 tengan porciones ascendentes y descendentes simétricas, la disposición es adecuada para la conmutación alterna de las líneas 56 y 91, con el objeto de proporcionar "chunks" alternos comprimidos (o expandidos) de la muestra de voz. La elección de las longitudes relativas de las muestras a través de las líneas 56 y 91, será generalmente función de los costes de fabricación de la línea de retardo. Por tanto, para una línea de retardo principal 56 cuya longitud es adecuada para la relación de compresión deseada, una línea 91 relativamente más corta utilizada solamente para llenar el intervalo, será generalmente más eco-



nómica. Por otra parte, dos líneas de longitud completa, alternativamente activadas para hacer pasar los "chunks" de muestreo de voz, proporcionando así un tiempo adecuado para que la línea no activa pueda volver a su estado de retardo mínimo, proporcionarán transiciones progresivas, cualquier grado de superposición deseado y el intervalo de tiempo máximo para descargar la línea hasta el estado de retardo mínimo antes de que trate la muestra de voz siguiente. La acción del sistema de la figura 9, para llenar el intervalo está indicada en la figura 10 (d) y corresponde generalmente a lo que ha sido descrito más arriba con respecto a la figura 5.

El funcionamiento del sistema de la figura 9 para la expansión de la voz, es decir para aumentar el tiempo de pronunciación de un discurso dado, y para aumentar las componentes de frecuencia del mismo procedentes de un reproductor que funciona a una velocidad inferior a la de registro, está representado en la figura 11. En este caso, los generadores de rampa 96 y 97 tienen salidas invertidas para producir las formas de onda de expansión  $E_1$  y  $E_2$  representadas en las figuras 11 (a) y 11 (c) respectivamente, y se ha hecho la forma de onda de supresión simétrica de modo que las líneas de retardo 56 y 91 se usen alternativamente durante periodos aproximadamente iguales. Debido a la naturaleza de la expansión de la voz, se producirá siempre un intervalo en la salida de la señal ya que las líneas están controladas para pasar del retardo máximo en el comienzo del muestreo al retardo mínimo o retardo nulo al final del muestreo. Por tanto, cuando se conmuta la línea al retardo máximo se producirá inevitablemente un in-



tervalo de tiempo antes de que la señal demorada aparezca en la extremidad de salida de la línea. Aplicando la secuencia de control indicada en la figura 11, las muestras de voz tratadas por las líneas 56 y 91, están superpuestas llenando el intervalo tal y como se indica en la figura 11 (d) por medio de los "chunks" de señal en líneas continuas y punteadas  $E'_1$  y  $E'_2$ . La presencia de una ligera superposición en la señal reproducida no interfiere de manera significativa con la inteligibilidad ya que generalmente no es perceptible y en el peor de los casos puede dar lugar a un ligero efecto de eco del tipo que se representa corrientemente en una conversación telefónica. La onda vocal expandida en el tiempo que se obtiene utilizando el modo de funcionamiento indicado en la figura 11 es útil para reconocer y entender pasajes difíciles y para analizar y estudiar idiomas extranjeros y propósitos parecidos.

El sistema representado en la figura 12 es una simplificación del sistema de la figura 9, en el que se utiliza una línea de retardo fijo 101 en lugar de la segunda línea de retardo variable 91 de la figura 9. El control de los circuitos de supresión 92', 93' se ve simplificado ya que la puerta de supresión de anchura variable B derivada del generador de tren de impulsos 94 produce de manera correspondiente unos intervalos en las señales de salida que han sido demoradas por su paso a través de la línea de retardo variable 56. El retardo fijo de la línea 101 se elige para retardar más todavía alguna porción de la señal que sale de la línea de retardo 56 en un grado suficiente para llenar el intervalo producido por el impulso de supresión B, repitiendo así esencialmente alguna porción

- 405791



11 AGL 1972

de cada "chunk" del mensaje mientras que la línea de retar-  
do variable 56 vuelve a su estado de retardo mínimo. En  
este caso igualmente, esta repetición no presenta incon-  
venientes y puede solamente introducir un ligero efecto de  
eco que es mucho menos perjudicial que la presencia del in-  
tervalo en la señal del mensaje. Esta secuencia de fun-  
cionamiento está representada en la figura 13, en la cual  
el "chunk" variable  $C_V$  y el "chunk" fijo  $C_F$  alternan para  
suministrar la tensión de salida.

El modo de expansión del funcionamiento del  
circuito de la figura 12, está representado en la figura 14,  
en la cual las señales de rampa están invertidas para la  
onda de expansión que controla la línea de retardo 56 para  
que varíe desde el retardo máximo hasta el retardo mínimo  
en la porción lineal de rampa E representada en la figura  
14 (a). La forma de onda de supresión B se elige para  
transmitir alguna porción del "chunk" de la señal gracias  
al grado apropiado de retardo para llenar el intervalo entre  
los "chunks" a la salida según se indica en la figura 14  
(c). De este modo, la salida está compuesta de "chunks"  
 $E_F$  y  $E_V$  que alternan para formar una señal continua.

El sistema de la figura 12 podría simplificar  
se todavía más eliminando la línea de retardo 101 y dise-  
ñando la puerta 93' para introducir en el intervalo cual-  
quier señal artificial o de ruido procedente de una fuente  
adecuada capaz de simular el contenido de frecuencia de  
la señal vocal verdadera. Aunque este procedimiento sea  
menos conveniente que la utilización de la señal vocal real  
para llenar el intervalo, sin embargo es preferible a la  
reproducción de la señal vocal con las interrupciones pre-



5           sentes en el mensaje, ya que el efecto audible de los inter  
valos perjudica el entendimiento del contenido del mensaje,  
particularmente con relaciones de compresión elevadas. Es-  
ta modificación proporciona un modo de funcionamiento simi-  
lar al llenado de intervalo con ruido descrito con relación  
a la figura 7.

10           La figura 15 representa una modificación del  
invento para proceso bi-auricular. La señal vocal proce-  
dente del filtro pasabanda 53 se aplica a las líneas de re-  
tardo variable simétricas  $VDL_1$  y  $VDL_2$  controladas por el  
generador de ondas 102. La salida de  $VDL_1$  se aplica a una  
entrada de las puertas 103 y 105. La salida de  $VDL_2$  se  
aplica a la entrada de las puertas 104 y 106. La línea de  
retardo  $VDL_1$  está controlada para producir una variación  
15           líneal del retardo de acuerdo con la forma de onda de la fi  
gura 16 (c). La línea de retardo  $VDL_2$  se controla para ob-  
tener una variación lineal del retardo de acuerdo con la on  
da de la figura 16 (d). Cada una de estas ondas tiene su  
transición de retorno rápida en el punto central de la por-  
ción lineal de retardo de la otra onda.

20           Las puertas 103 y 106 están controladas por  
ondas de accionamiento  $B_1$  y  $\overline{B_1}$  representadas en la figura  
16 (e). La puerta 103 transmite la señal durante  $\overline{B_1}$  y está  
bloqueada durante  $B_1$ . La puerta 106 está bloqueada durante  
25            $\overline{B_1}$  y transmite la señal durante  $B_1$ . El amplificador 107  
combina las salidas de las puertas 103 y 106 y aplica la  
señal combinada a un reproductor de sonido 108.

30           Las puertas 104 y 105 están controladas por  
las ondas de accionamiento  $B_2$  y  $\overline{B_2}$  representadas en la fi-  
gura 16 (f). La puerta 104 transmite la señal durante  $\overline{B_2}$

- 45 -  
405791



y está bloqueada durante  $B_2$ . La puerta 105 está bloqueada durante  $\overline{B_2}$  y transmite la señal durante  $B_2$ . El amplificador 109 combina las salidas de las puertas 104 y 105 y aplica la señal combinada a un reproductor de sonido 110.

5 El sistema de la figura 15 sirve para reproducir toda la señal original (con relación de compresión igual a dos) ya que cada línea de retardo trata la porción que constituye el desecho de la otra línea como se ve en las figuras 16 (a) y 16 (b). Para relaciones de compresión superiores a dos, se produce algún desecho del mensaje y para relaciones inferiores a dos, la superposición o duplicación del mensaje aumenta a la salida. Sin embargo, mediante escucha bi-auricular, se mejora la inteligibilidad, ya que se elimina el desecho global (o se reducen en gran parte para las relaciones de compresión más elevadas) y la superposición o repetición de porciones del mensaje, no perjudica la inteligibilidad de la palabras.

10  
15  
20 Un sistema bi-auricular sin llenado de intervalos (del tipo que se acaba de describir) podría obtenerse suprimiendo las puertas 105 y 106 de la figura 15. Las líneas  $VDL_1$  y  $VDL_2$  proporcionarían la señal tratada alternativamente a los transductores de salida respectivos 108 y 110 para proporcionar una salida bi-auricular.

25 La figura 17 representa el invento utilizando una forma de línea de retardo capaz de tratar señales vocales de una manera que reduce mucho el problema asociado con el desecho de la información almacenada en la línea. El sistema representado en la figura 17 incluye un registro analógico de desplazamiento que tiene una pluralidad de etapas  $ASR_1, ASR_2, ASR_n$ , que tiene una señal vocal aplicada a

30



la línea 111 y una salida de señal de voz comprimida o expandida en la línea 112.

Las etapas alternas de la línea de retardo están accionadas por señales de cadencia bifásicas aplicadas a las líneas 113 y 114 y que proceden de un generador de frecuencia de desplazamiento 115. La variación de frecuencia del generador 115 es tal que la inversa de la cadencia, es decir el periodo de impulso a impulso varía en función lineal del tiempo, variando la frecuencia desde una frecuencia elevada hasta una frecuencia baja para la compresión y desde una frecuencia baja hasta una frecuencia elevada para la expansión.

El registro analógico de desplazamiento representado en la figura 17, es del tipo general descrito en el artículo de F. L. J. Sangster, publicado en 1970 en IEEE International Solid States Circuits Conference Proceedings, páginas 74-75 y 185. Estos registros de desplazamiento toman muestras de la señal analógica y transmiten estos valores de muestra por la línea a la cadencia prevista mediante almacenamiento de carga o almacenamiento de falta de carga que permite recuperar la muestra de señal a la salida de la línea de retardo después de un tiempo de retardo proporcional a la cadencia. En el presente invento, haciendo variar la cadencia para que su inversa sea una función lineal del tiempo, la línea de retardo funciona para producir una expansión o una compresión de la señal vocal y adaptando la longitud de la línea y la frecuencia de repetición de la función de control lineal de acuerdo con los principios indicados aquí, se consigue un tratamiento continuo de señales vocales aleatorias. En el modo de compresión



sión, al final de cada segmento lineal de la función de control generada por el generador 115, todas las etapas de la línea de retardo pueden ser reposicionadas si una tensión de reposición está disponible o simplemente si la línea puede ser vaciada durante el periodo de supresión, ya que la línea se carga de nuevo al empezar el siguiente segmento de la señal vocal a la cadencia de alta frecuencia. Esta cadencia puede ser suficientemente rápida para que la supresión sea tan corta como sea necesaria para que sea imperceptible al oído. Por tanto, el problema asociado con el llenado del intervalo o el aplanamiento o la supresión pueden ser reducidos en esta versión del invento.

Los parámetros de diseño aplicables al registro analógico de desplazamiento (ASR) pueden ser establecidos aplicando los criterios indicados más arriba tal y como se describirá ahora.

El retardo instantáneo  $\tau(t)$  de un registro analógico de desplazamiento en el tiempo  $t$  es  $\tau(t) = dt + \tau_0$  en cuya expresión  $d$  es la cadencia de cambio de retardo y  $\tau_0$  es el retardo inicial. El retardo  $dt$  pasa a ser en el ASR de  $N$  etapas,  $N \frac{p-1}{p} \cdot \frac{1}{f_t}$ , en cuya expresión  $f_t$  es la frecuencia de la señal de base de tiempo de desplazamiento en el tiempo  $t$ . Definiendo  $N \frac{p-1}{p}$  como siendo  $N^1$ , el retardo pasa a ser  $\tau(t) = N^1 \left( \frac{1}{f_t} + \frac{1}{f_0} \right)$  en cuya expresión  $f_0$  es la frecuencia inicial de base de tiempo de desplazamiento.

Las pendientes de la función de retardo de tiempo para el restablecimiento de las frecuencias vocales originales tienen los mismos valores que más arriba. Para la compresión:  $c't = \Delta T_t =$  retardo total para la señal que

405791

11 AGO 1972



penetra en el tiempo  $t$ .

=  $(c - 1) t$ , para relación de compresión  $c$ , y

$$d = 2 \frac{c - 1}{c + 1} = \frac{N'}{t} \left( \frac{1}{f_t} - \frac{1}{f_0} \right)$$

5

Para la expansión:

$$c't = \Delta T_t = \frac{1 - e}{e} t \text{ para la relación de ex-}$$

pansión  $e$ , y

$$d = 2 \frac{1 - e}{1 + e} = \frac{N'}{t} \left( \frac{1}{f_t} - \frac{1}{f_0} \right)$$

10

Por tanto, la inversa de la frecuencia de desplazamiento como función lineal del tiempo multiplicada por  $N'$ , produce el retardo necesario para obtener la compresión o la expansión de la onda vocal restableciendo las frecuencias originales de la voz.

15

Haciendo referencia a la figura 18, el tiempo de reposición  $t_N$  para  $N$  etapas es  $t_N = \frac{N'}{2} \left( \frac{1}{f_N} + \frac{1}{f_0} \right)$ , que representa el tiempo necesario para que los primeros impulsos completen la línea. Suprimiendo los transitorios debidos a la conmutación del muestreo, mediante filtración o supresión o mediante cualquiera de los demás métodos descritos aquí, y manteniendo  $t_N$  a un valor inferior a 0,2 ms. el efecto de la intermodulación de intervalo descrita más arriba pasa a ser virtualmente imperceptible.

20

25

Existe un límite que conviene observar para la cadencia de muestreo con el objeto de acomodar la frecuencia más elevada  $f_{max}$  que ha de ser transmitida para la línea. Haciendo referencia a la figura 25, la frecuencia de señal para la compresión disminuye linealmente al atravesar la línea de retardo según se indica por la línea 201. La cadencia varía como una función hiperbólica indicada en 202 y

30



debe, durante todo el periodo de muestreo, ser igual o superior a los valores de la línea 201 para los cuales la relación está dada por  $f_t \geq \frac{2 p}{p-1} f_{max}$ .

5 (la cual para un ASR -Registro de Desplazamiento Analógico-bifásico es  $4 f_{max}$ ) para proporcionar por lo menos dos muestras por ciclo de  $f_{max}$ .

10 La figura 18 representa una modificación del modo de realización del registro analógico de desplazamiento representado en la figura 17, pero con la sustitución exacta de la señal tratada en la iniciación de la reposición de la línea de retardo. La línea de retardo 121 del registro de desplazamiento analógico trata las señales de entrada procedentes de la línea 122 de acuerdo con la frecuencia variable de los impulsos de desplazamiento derivada del generador de onda cuadrada 123 tal y como se ha descrito más arriba con relación a la figura 17. La frecuencia de los impulsos es tal que la separación de los impulsos varíe linealmente según se indica desde la fuente de señal de impulsos 124 donde se representa la recíproca de la frecuencia como siendo lineal respecto al tiempo. En un punto 125 en el registro analógico de desplazamiento, la línea se divide para presentar circuitos de etapas de registro de desplazamiento duplicados 126 y 127. El número de etapas necesarias en cada uno de los rectángulos representados por 126 y 127 es suficiente para continuar el tratamiento de la señal mientras se repone la línea 121. Las salidas derivadas de las etapas 126 y 127 se someten a controles de conmutación complementarios 128 y 129 y cuando están accionados para dejar pasar la señal ambos proporcionan señales de entrada a un amplificador mezclador 130.



Además del control de la línea principal 121-126 procedente del generador 123 y 124, la línea secundaria 127 está controlada por la puerta B 131 a partir del generador de impulsos 124 que dispara un segundo generador de onda cuadrada 132, y cuando es accionado durante el intervalo B por la unidad de conmutación 133, la cadencia de disparo del generador 132 se deriva de un generador de impulsos fijos 134. El generador de impulsos 134 puede funcionar también a la frecuencia de impulsos  $\frac{1}{f}$ .

El funcionamiento del sistema de la figura 18 puede ser descrito con referencia a la forma de onda asociada con la línea de salida 135. Para un periodo de muestreo dado, la variación de frecuencia del generador 124 empieza a controlar la línea 121 de ASR tal y como se ha descrito más arriba. En estas condiciones, las puertas B permiten que las señales sean transmitidas y la salida de la etapa 126 se transfiere a la entrada del amplificador 130 produciendo así la señal de salida de frecuencia convertida indicada durante el periodo de muestreo de la forma de onda. Al mismo tiempo, el control B de la puerta 131 permite que la misma señal de impulsos de control procedente del generador 124 accione el generador 132 manteniendo así la ramificación 127 de las etapas de ASR en funcionamiento sincrónico con las etapas correspondientes 126. El control de supresión B en la puerta 129, impide sin embargo que la salida de la etapa 127 llegue a la entrada del amplificador 130. Durante el periodo de supresión o de reposición de la línea principal 121 de ASR y del generador 124, las puertas B y B cambian de posición interrumpiendo así la circulación de la señal desde la etapa 126 al amplificador 130 y permitiendo la circulación de la se



fial desde la etapa 127 a la entrada del amplificador 130.

Ya que las etapas 126 y 127 estaban en sincronismo, esta conmutación se aplicará a señales idénticas y por tanto imperceptibles en la línea de salida 135 del amplificador 130.

5 Al mismo tiempo, la conmutación B y  $\bar{B}$  en las puertas 133 y 131 interrumpe los impulsos de disparo procedentes del generador 124 y deja pasar los impulsos de disparo procedentes del generador 134 al generador de onda cuadrada 132. Esta conmutación del control asegura que el generador 132 seguirá  
10 tratando la señal en las etapas 127 mientras que el generador 124 puede ser repuesto para el comienzo del siguiente muestreo. Al final del periodo de supresión, se producirá alguna discontinuidad cuando las puertas B y  $\bar{B}$  pasan de nuevo a su estado original devolviendo así el control al generador de impulsos 124 mientras que el comienzo del siguiente  
15 periodo de muestreo no producirá señales que coincidan exactamente con las señales que terminan al final del impulso de supresión que estaban bajo el control del generador de impulsos 134.

20 La figura 19 representa una modificación del invento en la cual la línea de retardo variable bajo el control del generador de frecuencia variable 136 funciona a una frecuencia de repetición  $\frac{1}{T}$  de una manera exactamente análoga a la que ha sido descrita con referencia a la figura 17.  
25 En la figura 19, en lugar de llevar la señal analógica a través de etapas sucesivas del registro de desplazamiento, la señal de entrada en la línea 137 se transforma en primer lugar en una palabra digital en un convertidor A/D 138 (Convertidor Analógico/Digital), la salida en paralelo del cual aplica una  
30 palabra paralela a los registros de entrada de la primera eta



pa 139, transfiriéndose este valor digital secuencialmente a través de las etapas en serie hasta que alcance un convertidor de salida D/A 140 (Convertidor Digital/Analógico) donde se transforma en una señal analógica en la línea de salida

5 141. Esta operación es enteramente análoga al sistema descrito con referencia a la figura 17, salvo por la codificación de la información al pasar a través de las etapas en serie que están accionadas a cadencia variable para proporcionar la conversión de frecuencia necesaria. Una ventaja del

10 sistema de la figura 19 consiste en la utilización de una señal de reposición procedente del generador 136 en la línea 142 que puede aplicarse a todos los registros de todas las etapas simultáneamente, realizando así una reposición instantánea de la línea al final del periodo de muestreo.

15 La figura 20 representa una modificación del invento que es análoga a la que se representa en la figura 19, salvo que la señal digital se trata en serie a través de un registro de desplazamiento serie 150 después de que la salida digital del A/D 138 ha sido dispuesta en serie en un

20 dispositivo de conexión en serie 151. El registro de desplazamiento 150 está bajo control del generador de frecuencia de desplazamiento 136 que incluye una línea de entrada de reposición 142. La salida del registro de desplazamiento digital serie 150 se aplica a un dispositivo de puesta en paralelo 152 que transforma la serie de bits en una palabra digital

25 paralela para su transformación por el D/A 140 en la señal analógica de salida necesaria en la línea 141.

La figura 21 representa un modo de realización del invento en el que se proporciona una matriz de almacenamiento analógica con posibilidad de almacenamiento direccio-

30



405791

5 nable de las señales de inscripción y de lectura. Una ma-  
trix de almacenamiento de carga 161 está representada como  
teniendo una pluralidad de líneas de escritura X 162 y una  
segunda pluralidad de líneas de escritura Y 163 cuyas inter-  
secciones definen la dirección de la matriz donde están si-  
tuados los elementos de almacenamiento analógicos. Típica-  
mente, una matriz de almacenamiento analógica tendrá un dis-  
positivo de almacenamiento por carga de condensador en cada  
intersección de las líneas X e Y que definen la matriz para  
10 almacenar un valor analógico representado por la carga del  
condensador. Se tiene igualmente acceso a cada uno de di-  
chos emplazamientos de memoria por una pluralidad de líneas  
de lectura X 164 y una pluralidad correspondiente de líneas  
de lectura Y 165 correspondiendo la intersección de las lí-  
neas 164 y 165 con el emplazamiento de los elementos de al-  
macenamiento de carga situados en las intersecciones de las  
15 líneas de escritura 162 y 163.

Para almacenar una señal analógica en una me-  
moria por almacenamiento de carga 161, se aplica una señal  
20 de entrada analógica a la línea 166 y el valor instantáneo  
de esta se almacena en el elemento de almacenamiento de car-  
ga asociado con la intersección de las líneas de escritura  
X e Y energizadas en coincidencia a partir de un dispositivo  
167 de habilitación de escritura del contador de X y de un dis-  
25 positivo de habilitación de escritura del contador de Y. Tí-  
picamente, los contadores de X y de Y 167 y 168 estarán fun-  
cionando a una frecuencia de impulsos predeterminada deriva-  
da de un generador de impulsos 169, explorando el número de  
impulsos contenidos en la línea X las líneas de escritura X  
30 162 después de lo cual el contador Y 168 avanza un paso y se



5

10

energiza la siguiente fila de intersecciones X con la línea Y entonces activa por la siguiente secuencia de impulsos procedentes del generador de impulsos 169. Por consiguiente, la memoria 161 tiene una capacidad de almacenamiento de X x Y elementos de almacenamiento que corresponden al número de intersecciones de las líneas X e Y. Cuando el generador de impulsos 169 está funcionando a frecuencia constante, esta inscripción de la señal analógica en la línea 166 se produce a una frecuencia predeterminada y la capacidad de almacenamiento se elige para que pueda almacenar una señal de muestreo de acuerdo con los requisitos generales indicados más arriba.

15

20

25

Una señal de salida con frecuencia convertida se deriva de la línea de salida 171 que recibe en serie procedentes de los elementos de almacenamiento de carga de la memoria 161, los valores analógicos almacenados en ella, cuando se exploran en secuencia las intersecciones de la matriz en orden regular gracias al funcionamiento del control 172 del contador de habilitación de lectura del contador de X y del control 173 de habilitación de lectura del contador de Y. La frecuencia de impulsos procedente de los contadores 172 y 173 se determina de acuerdo con un generador de tensión en forma de rampa 174 que controla un oscilador de control de tensión 175 con la frecuencia variable elegida para producir la compresión o la expansión deseada de la señal de acuerdo con los principios del invento.

30

A este efecto, un potenciómetro de control de frecuencia 176 sirve para elegir la pendiente de tensión de rampa en el generador 174 y esta pendiente será generalmente controlada conjuntamente con el dispositivo de control de ve



locidad de reproducción de cinta 52 descrito con referencia al modo de realización representado en la figura 7. Esta función de control doble está indicada por la línea 177. Un control suplementario procedente del potenciómetro de control de frecuencia 176 se aplica por la línea 178 al generador de impulsos 169 para controlar su frecuencia de repetición de impulsos en función de la velocidad máxima de lectura establecida por el control del generador de tensión en forma de rampa 174 y el oscilador 175. En particular, la frecuencia de impulsos de escritura debe mantenerse más elevada que la frecuencia máxima de impulsos de lectura con el objeto de evitar que la secuencia de lectura sea superior a la de escritura. Tan pronto como cualquier elemento de almacenamiento ha sido leído, queda disponible para almacenar el valor de la siguiente secuencia de señal y puede bien reponerse al ser leído o al introducir la siguiente señal de escritura. El generador de rampa 174 proporciona una reposición en la línea 179 para reponer los contadores al final de cada periodo de tensión en forma de rampa para la iniciación de la siguiente secuencia de almacenamiento de muestras de la señal.

La figura 22 representa un sistema que utiliza una memoria de acceso aleatorio 181 con controles de escritura y de lectura 182 y 183 que funcionan de manera análoga a la que se describe para el sistema de la figura 21. Ya que la memoria 181 almacena información binaria, la señal de entrada aplicada a la línea 184 necesita ser transformada en un convertidor A/D 185 y la salida correspondiente debe transformarse en el convertidor D/A 186. La secuencia de escritura y de lectura de la matriz de memoria corresponde general-



mente a la que se ha descrito más arriba respecto a la figura 21.

5 Cuando se utiliza el relleno de intervalo, se ilustra en la figura 23 un dispositivo particular para reducir la perturbación producida por la discontinuidad en los comienzos y/o finales de los muestreos de señal, con control de señal de conmutación indicado en la figura 24. Los elementos de control lógico y de secuencia están configurados de tal manera que hagan que el muestreo de señal principal 10 191 termine en un cruce cero y que la señal suplementaria de llenado de intervalo 192 empiece en su siguiente cruce por cero en la misma dirección y a continuación al final del periodo de supresión de la señal principal para que dicha señal suplementaria termine en un cruce cero siendo seguida 15 por la nueva muestra de señal principal 191 en su siguiente cruce por cero en la misma dirección. Por tanto, las señales 193 y 194 después de ser filtradas por unos filtros pasabajo 195 y 196 para eliminar los componentes de tratamiento y de alta frecuencia parásitos se aplican a sus puertas respectivas 197 y 198 y a los comparadores de tensión 199 y 200, 20 estando estas últimas unidades conectadas a masa por un circuito direccional 201 y 202 de modo que disparen los generadores de impulsos (PG) 203 ó 204 cada vez que se produce un cruce positivo por cero por la señal respectiva 193 o 194. 25 Las puertas 197 y 198 se accionan para transmitir las señales 193 y 194 por las líneas de salida de reposición 205 y 206 procedentes de los flip-flop 207 y 208. El flip-flop 207 se activa por medio de un impulso aplicado a la línea 209 a partir de la puerta 211 según lo establece la línea de reposición de salida 213 procedente del flip-flop 208 y por la 30

405791

11



5 salida invertida 216 del generador de tren de impulsos de periodo de muestreo 219. El flip-flop 207 se repone por medio de la salida en forma de impulsos de la puerta 217 según lo establece la salida directa 215 del PTG 219. (Generador de Tren de Impulsos). De la misma manera, el flip-flop 208 es activado por el impulso 210 procedente de la puerta 212 según lo establece la salida de posición de la línea 214 procedente del flip-flop 208 y la salida directa 215 del PTG 219. El flip-flop 208 se repone por la salida de impulsos de la puerta 218 según lo establece la salida invertida de la línea 216 del PTG 219. Los pares de puertas 211 y 217 ó 212 y 218 son activados por la salida de los generadores de impulsos 203 ó 204 respectivamente, cada vez que se produce un cruce por cero de una señal positiva según se describe más arriba. De este modo, estando el flip-flop 207 activado, la señal principal 191 puede ser transmitida y estando el flip-flop 208 en posición de reposición, se bloquea la señal de relleno 192, cuando la línea de salida 215 del PTG pasa a ser positiva como en 220, la puerta 217 deja que el siguiente impulso procedente del PG 203 reponga el flip-flop 207, bloqueando así la señal principal hacia la línea 191. Al mismo tiempo, la puerta 212 queda preparada para transmitir el siguiente impulso procedente del PG<sub>2</sub> 204 para accionar el flip-flop 208 y que la señal suplementaria pueda ser transmitida hasta el final del periodo de intervalo. En este momento, la salida invertida 216 del PTG pasa a ser positiva como en 221 dejando que la puerta 218 transmita el siguiente impulso procedente del PG<sub>2</sub> 204 y reponga el flip-flop 208, cortando la señal suplementaria 192 y preparando la puerta 211 para transmitir el siguiente impulso procedente del



PG 203. Esto activa el flip-flop 207 dejando que la señal principal 191 sea transmitida al amplificador 222 y salga en 223. El proceso se repite a continuación según la secuencia descrita más arriba.

5                   Haciendo ahora referencia a la figura 26, se describirá un sistema de línea de retardo doble que utiliza registros de desplazamiento analógicos con cadencias diferentes de lectura y de escritura. Según se representa en la figura 26, una línea de entrada 231 recibe una señal de entrada de sonido procedente de cualquier fuente tal como un reproductor de cinta que funciona a una velocidad diferente de la velocidad de registro o de cualquier otra fuente de señal que proporciona un mensaje de señal sonora que se desea transformar por lo que se refiere a sus componentes de frecuencia y transformar igualmente su duración en el tiempo desde cero a un tiempo más largo o más corto que el periodo normal durante el cual se ha producido el mensaje sonoro. La señal que aparece en la línea 231 se controla para su aplicación al registro de desplazamiento analógico  $ASR_1$  haciéndola pasar a través de una puerta 233 y su aplicación a un registro de desplazamiento analógico  $ASR_2$  se controla haciéndola pasar por una puerta  $\bar{G}$  234. Las salidas de los registradores de desplazamiento analógicos  $ASR_1$  y  $ASR_2$  se combinan en una línea de salida 232 haciéndolas pasar desde la salida de  $ASR_1$  a través de una puerta  $\bar{G}$  235 y a partir de la salida de  $ASR_2$  a través de una puerta  $G$  236.

15  
20  
25  
30                   Los registradores de desplazamiento analógicos  $ASR_1$  y  $ASR_2$  son registradores de varias etapas adaptados para transmitir la entrada de señal que se le aplica etapa por etapa hasta la salida realizándose las transferencias a la caden

405791



5           cia determinada por la frecuencia de impulsos de cadencia  
aplicados a los terminales de cadencia 237 y 238 respectiva-  
mente. El número de etapas contenidas en el conjunto de re-  
registros analógicos de desplazamiento para transferir a tra-  
vés de éste las muestras de señal analógica, está de acuerdo  
con la descripción dada en la Memoria Copendiente a nombre del  
mismo Solicitante. En particular, un generador de frecuencia  
de impulsos de escritura  $S_1$  proporciona una frecuencia de re-  
petición de impulsos de escritura ajustable a través de la  
10           puerta G 241 a la entrada de cadencia 237 y a través de la  
puerta  $\bar{G}$  242 al terminal de entrada de cadencia 238. Un ge-  
nerador de frecuencia de impulsos de lectura  $S_2$  proporciona  
una frecuencia de impulsos de lectura relativamente fija a  
través de la puerta  $\bar{G}$  243 al terminal 237 y a través de la  
15           puerta G 244 al terminal 238. Las puertas G y  $\bar{G}$  reciben im-  
pulsos procedentes del generador de impulsos de puerta  $S_3$   
que pueden tener un periodo regulable y que produce una onda  
cuadrada sustancialmente simétrica para ambas funciones de  
conmutación G y  $\bar{G}$ .

20                           La frecuencia de impulsos de escritura genera-  
da por el generador  $S_1$  es variable tal y como se ha dicho ya,  
y se ajustará generalmente en relación con un dispositivo de  
control de velocidad variable 245 que controla la velocidad  
a la cual el registro de cinta u otra fuente de señal sonora  
25           reproduce la señal sonora del mensaje a una cadencia dife-  
rente de la que corresponde a la pronunciación original de la  
palabra. Por tanto, si el control de voz 245 se ajusta para  
hacer funcionar un registrador de cinta a una velocidad doble  
de la normal, la cadencia de escritura del generador  $S_1$  puede  
30           ajustarse a un valor doble de la cadencia del generador  $S_2$ ,



proporcionando así la escritura a una cadencia doble de la de la información leída cuando se utilizan los generadores  $S_1$  y  $S_2$  para controlar alternativamente los registradores de desplazamiento. Si se desea, puede aplicarse un control de realimentación en 246 para modificar la cadencia del generador  $S_1$  de acuerdo con una señal de error para compensar las características de "wow" y de "flutter" de un tocadiscos o cualquier otra variación periódica en la fuente de señal que se desee eliminar.

La frecuencia del generador de onda cuadrada  $S_3$  puede ajustarse por el control 247 y, generalmente, su periodo  $T$  vendrá dado por la relación  $T = \frac{1}{f_3} \cong \frac{P-1}{f_1} \times \frac{N}{f_2}$ , en cuya expresión  $P$  es la fase del registro de desplazamiento analógico (es decir dos fases por etapa por ejemplo) y  $N$  es el número total de etapas. Para la expansión, con el objeto de evitar los intervalos, el periodo  $T$  ha de ser igual a  $\frac{P-1}{f_1} \times \frac{N}{f_2}$ . A este efecto, el control de frecuencia 247 de  $S_3$  puede estar acoplado con el control manual de  $S_1$  durante la operación de expansión.

Además, unos controles de ajuste 38 y 39 pueden utilizarse interconectandolos a los generadores  $S_2$  y  $S_3$  si se desea.

Se describirá ahora el funcionamiento del sistema de la figura 26 con referencia a las formas de onda representadas en las figuras 27 (a) y 27 (b). Los principios generales del funcionamiento expuestos en la memoria copendiente a nombre del Solicitante son aplicables aquí, y la relación de compresión  $C$  que se obtiene será igual a la relación  $\frac{f_1}{f_2}$ , en la cual  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias de las ondas cuadradas generadas por los generadores  $S_1$  y  $S_2$  respectivamente.



Evidentemente, para la expansión,  $C$  es una cantidad fraccionaria y corresponde al factor de expansión  $e$  mencionado en la Memoria copendiente. Las señales de entrada que llegan por la línea 231 atraviesan la puerta 233 para ser aplicadas a  $ASR_1$  durante la porción de activación de la puerta  $G$  representada en la figura 27 (a) y las etapas de  $ASR_1$  se llenan a una cadencia determinada por la onda cuadrada de cadencia de la línea 237, la cual se deriva del generador  $S_1$  a través de la puerta  $G$  241. Durante este periodo, no hay salida procedente de  $ASR_1$ , pero para asegurar la ausencia de señales parásitas o de ruido en la salida, la puerta  $\bar{G}$  235 bloquea las señales procedentes de la salida de  $ASR_1$  hacia la línea de salida 232. Durante el accionamiento de la puerta  $G$  el generador  $S_2$  suministra los impulsos de cadencia por la línea 238 al registro de desplazamiento  $ASR_2$  y la puerta  $G$  236 transmite las señales procedentes de la salida de  $ASR_2$  a la línea de salida 232.

Cuando el generador de onda cuadrada  $S_3$  cambia de estado, las puertas  $\bar{G}$  quedan preparadas para transmitir la señal y las puertas  $G$  quedan preparadas para bloquear el paso de la señal. Por tanto, durante los intervalos  $\bar{G}$  indicados en la figura 27, las señales que aparecen en la línea de entrada 231 se aplican a través de la puerta 234 al  $ASR_2$  a la cadencia del generador  $S_1$  que se aplica a través de la puerta  $\bar{G}$  242 por la línea 238, y las señales almacenadas en el registro  $ASR_1$  se aplican a través de la puerta  $\bar{G}$  235 a la línea de salida 232 a la frecuencia del generador  $S_2$  aplicada por la puerta  $\bar{G}$  242 a la línea 237. Por tanto, en los medios ciclos alternos de  $G$  y  $\bar{G}$  que se representan en la figura 27, la señal de entrada se almace-



na alternativamente en  $ASR_1$  y  $ASR_2$ , y mientras se hace el almacenamiento en uno de los registros, la señal almacenada en el otro registro se aplica a la línea de salida 232. Las cadencias a las cuales estas operaciones se realizan están  
5 determinadas por la frecuencia de repetición de los generadores  $S_1$  y  $S_2$  respectivamente, y tal y como se ha descrito ya, para diferentes frecuencias de estos generadores, puede obtenerse en la línea de salida 232 bien la compresión o bien la expansión de la onda de señal que aparece en la lí-  
10 nea 231.

Por tanto, de acuerdo con el presente modo de realización del invento, se proporciona otra forma de retardo por almacenamiento de la señal con el objeto de transformar la frecuencia, utilizando registros analógicos de desplazamiento accionados a diferentes cadencias de entrada  
15 y de salida. Esta disposición permite el tratamiento de las señales analógicas que aparecen en la línea 231 y que incluyen ondas vocales complejas y parecidas sin la necesidad de transformar en valores numéricos la señal de entrada o de prepararla de otro modo para el tratamiento de re-  
20 tardo y de transformación de frecuencia. Una ventaja suplementaria de hacer funcionar los registros analógicos de desplazamiento a diferentes cadencias de entrada y de salida en lugar de hacerlos funcionar como líneas de retardo va-  
25 riable, consiste en la eliminación de la necesidad de un generador de función inversa de control de frecuencia tal como la unidad 115 descrita en la figura 17. En el modo de realización de la figura 26, las cadencias son fijas pero diferentes para los controles de entrada y de salida de los  
30 registradores analógicos de desplazamiento, y la relación



de las cadencias determina directamente la relación de com  
presión (o de expansión) que se aplica a la señal que los  
atraviesa.

5 Aunque el invento haya sido descrito con refe-  
rencia a transformaciones frecuencia-tiempo de la señal ori-  
ginal, los modos de realización descritos son útiles tam-  
bién para la transformación de frecuencia, en caso de nece-  
sidad debido a otros factores tales como un cambio de la  
10 velocidad de propagación de las ondas sonoras. Por ejemplo,  
una persona que respira una atmósfera artificial tal como  
una atmósfera con elevado contenido de helio habla con un to  
no más elevado que el tono de voz normal, pero sin que cam-  
bien sustancialmente otros parámetros. Utilizando los modos  
de compresión de la voz provistos por el invento, puede res  
15 tablecerse la frecuencia normal de esta voz sin cambio en la  
escala de los tiempos.

Evidentemente, los métodos y aparatos descritos  
aquí pueden utilizarse para señales audibles codificadas  
distintas de la palabra, tales como por ejemplo la música,  
20 teniendo debidamente en cuenta los parámetros correspon-  
dientes significativos para la comprensión, que se descri-  
ben aquí. Numerosas otras modificaciones pueden realizar-  
se igualmente sin alejarse del alcance del invento tal y  
como está definido en las reivindicaciones adjuntas.

25 En resumen: La Patente de Invención que se soli-  
cita deberá recaer sobre las Reivindicaciones siguientes:





REIVINDICACIONES

1. Aparato de tratamiento para señales eléctricas tales como las que representan los sonidos codificados audibles de la palabra o parecidos, siendo dichas  
5 señales eléctricas representaciones analógicas de dichos sonidos audibles con las componentes de frecuencia de dichas señales eléctricas relacionadas con un factor dado con las componentes de frecuencia de dichos sonidos audibles, caracterizado porque comprende:

10 - un dispositivo de retardo controlable que tiene un dispositivo de entrada y un dispositivo de salida, estando dicho dispositivo de entrada acoplado a una fuente de dichas señales eléctricas para transmitir señales desde dicha fuente a dicho dispositivo de retardo, y transmitien  
15 do dicho dispositivo de retardo las señales que contiene a dicho dispositivo de salida con un retardo de tiempo controlable;

20 - unos medios para controlar dicho dispositivo de retardo con una variación repetitiva de dicho retardo de tiempo controlable entre unos valores de retardo predeterminados, demorando así progresivamente las señales cuando aparecen en dichas salidas para obtener una transformación de frecuencia predeterminada de dichas señales eléctricas; y

25 - unos medios acoplados a dicha salida de dicho dispositivo de retardo y que responden sustancialmente solamente a las señales de dicha salida que tienen dichas transformación de frecuencia predeterminada para producir  
30 una señal de salida compuesta que representa dichas señales eléctricas cuyas componentes de frecuencia están alteradas

*ME*

405791

11



sustancialmente en dicho factor para aproximarse a las com  
ponentes de frecuencia de dichos sonidos audibles.

2. Aparato según la reivindicación 1, caracte-  
rizado porque:

5                   - dicha variación periódica produce un retardo  
lineal progresivo en los incrementos de señal sucesivos  
que aparecen en la salida de dicho dispositivo de retardo  
cuando el control de dicho retardo varía en una dirección  
desde un valor de retardo inicial al otro de dichos valores  
10 de retardo predeterminado y el dispositivo acoplado a la  
salida de dicho dispositivo de retardo elimina sustancial-  
mente todos los componentes de desecho presentes o generados  
durante el retorno de dicho dispositivo de retardo a dicho  
valor de retardo inicial.

15                   3. Aparato según una cualquiera de las ante-  
riores reivindicaciones, caracterizado porque el dispositi-  
vo para eliminar dichas componentes de desecho incluye un  
filtro de salida.

20                   4. Aparato según una cualquiera de las ante-  
riores reivindicaciones, caracterizado porque el dispositi-  
vo para eliminar dichas componentes de desecho consiste en  
anular dicha salida durante el intervalo de dicho retorno  
a dicho valor de retardo inicial.

25                   5. Aparato según una cualquiera de las ante-  
riores reivindicaciones caracterizado porque el dispositivo  
para eliminar dichos componentes de desecho incluye unos  
medios para sustituir otras componentes de señal en dicha  
señal de salida compuesta durante dicho intervalo.

30                   6. Aparato según la reivindicación 5, caracte-  
rizado porque las componentes de señal sustituidas en dicha

*MG*

405791



salida compuesta se derivan de dichas señales eléctricas acopladas a la entrada de dicho dispositivo de retardo.

5 7. Aparato según las reivindicaciones 5 ó 6, caracterizado porque incluye unos medios para controlar la sustitución de dichas otras componentes de señal de manera que tengan una amplitud igual al nivel de las señales contíguas en dicha señal de salida compuesta.

10 8. Aparato según la reivindicación 7, caracterizado porque dichos medios para controlar la sustitución hacen igualmente la adaptación del signo de la pendiente de dichas otras componentes de señal con el signo de la pendiente de dichas señales contíguas.

15 9. Aparato según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado porque incluye un filtro de entrada para dicho dispositivo de retardo con el objeto de limitar la frecuencia de las señales sometidas al retardo controlado en dicho dispositivo de retardo.

20 10. Aparato según la reivindicación 9, caracterizado porque dicho filtro de entrada tiene una frecuencia de corte variable elegida en relación con la magnitud de dicho factor que relaciona dichas componentes de frecuencia de dichas señales eléctricas con dichos sonidos audibles.

25 11. Aparato según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado porque dicho dispositivo de retardo incluye un dispositivo de línea de retardo continua con representaciones analógicas de dichas señales eléctricas que se propagan desde dicha entrada a dicha salida a una velocidad de propagación controlada, y dicho dispositivo de control de dicho dispositivo de retardo  
30 incluye unos medios para hacer variar dicha velocidad

*ME*



de propagación con una variación lineal periódica entre dichos valores de retardo predeterminados.

5 12. Aparato según una cualquiera de las reivin-  
dicaciones 1 a 10, caracterizado porque dicho dispositivo  
de retardo incluye un dispositivo de línea de retardo de  
registro de desplazamiento analógico y porque dichos medios  
para controlar dicho dispositivo de retardo incluyen una  
fuente de impulsos de cadencia de desplazamiento de fre-  
cuencia controlable para determinar la cadencia de dichos  
medios de desplazamiento analógicos.

10 13. Aparato según la reivindicación 12, carac-  
terizado porque dicha fuente de impulsos de cadencia de des-  
plazamiento se controla para variar el periodo entre los  
impulsos de cadencia linealmente entre valores predetermi-  
nados en el intervalo de dicha variación periódica para con-  
seguir dicho retardo de tiempo controlable.

15 14. Aparato según las reivindicaciones 11, 12  
ó 13, caracterizado porque dicho dispositivo de línea de  
retardo incluye dos líneas de retardo y dicho dispositivo  
20 acoplado a la salida de dicho dispositivo de retardo combina  
alternativamente las salidas de dichas dos líneas de retar-  
do para producir dicha señal de salida compuesta.

25 15. Aparato según la reivindicación 14, carac-  
terizado porque las salidas de dichas dos líneas de retar-  
do se combinan alternativamente durante periodos sucesivos  
de dicha variación periódica.

30 16. Aparato según la reivindicación 12, carac-  
terizado porque dicha línea de retardo incluye dos regis-  
tradores de desplazamiento analógicos, y dicha fuente de  
impulsos de cadencia de desplazamiento incluye una fuente

MCE



de dos frecuencias fijas diferentes para cualquier valor da  
do de dicho factor, sirviendo dicho dispositivo de control  
de dicho dispositivo de retardo para marcar la cadencia de  
dichos registradores analógicos de desplazamiento alterna-  
5                   tivamente con dichas frecuencias diferentes para desplazar  
las señales de entrada en uno de dichos registradores ana-  
lógicos de desplazamiento a una de dichas cadencias mien-  
tras se desplazan las señales fuera del otro registro ana-  
lógico de desplazamiento a la otra cadencia, combinando  
10                   dichos medios acoplados a la salida de dicho dispositivo  
de retardo las salidas de dichos dos registradores analó-  
gicos de desplazamiento alternativamente cuando las señales  
salen a dicha otra cadencia.

17. Aparato según una cualquiera de las rei-  
15                   vindicações 1 a 10, caracterizado porque dicho dispositi-  
vo de retardo incluye en secuencia un convertidor analógico-  
digital, un dispositivo de almacenamiento digital que tiene  
unas cadencias de escritura y de lectura controlables y un  
convertidor digital-analógico; y porque dicho dispositivo  
20                   para controlar dichos medios de retardo incluye un dispositi-  
tivo de control de frecuencia para dichas cadencias.

18. Aparato según la reivindicación 17, carac-  
terizado porque dicho dispositivo de almacenamiento digital  
incluye un dispositivo de registro de desplazamiento digi-  
25                   tal.

19. Aparato según la reivindicación 17 ó 18,  
caracterizado porque dicho dispositivo de almacenamiento di-  
gital está controlado para escribir los datos a una caden-  
cia y para leer los datos a una segunda cadencia diferente.

30                   20. Aparato según una cualquiera de las ante-

*mle*

405791

91



5 riores reivindicaciones, caracterizado porque la fuente de dichas señales eléctricas es un registro de dichos sonidos audibles reproducidos a una velocidad diferente de la que se utiliza para preparar el registro y relacionada con ella por dicho factor.

10 21. Aparato según la reivindicación 20, caracterizado porque dicho factor es un número superior a 1 para la compresión en el tiempo e inferior a 1 pero superior a 0 para la expansión en el tiempo de dichos sonidos codificados audibles representados por dichas señales eléctricas; el periodo de dicha variación es superior al periodo de la componente de frecuencia más baja de dichas señales en dicha salida de dicho dispositivo de retardo; y dicha señal en dicha salida ha sido demorada acumulativamente en una cantidad de,

15

$$t_{out} = (c-1) t_{in} = \int_{t_{in}}^{t_{out}} \frac{f(t)}{t_{out} - t_{in}} dt$$

20 en cuya expresión c es dicho factor, f (t) es la función de retardo de tiempo que representa dicha variación de dicho retardo de tiempo controlable.

25 22. Aparato según las reivindicaciones 20 ó 21, que incluye un dispositivo de control accionable manualmente para controlar la velocidad de reproducción de dicho registro y el cambio de dicho retardo con una relación predeterminada entre ellos para obtener dicha transformación de frecuencia predeterminada deseada de dichas señales eléctricas, funcionando dicho dispositivo de control para

30 elegir unos valores positivos para dicho factor, que inclu-

*mte*

4-5791



yen unos valores inferiores, iguales, y superiores a 1.

23. Se reivindica por último como objeto sobre el que ha de recaer la Patente de Invención que se solicita: APARATO DE TRATAMIENTO PARA SEÑALES ELECTRICAS TALES  
5 COMO LAS QUE REPRESENTAN LOS SONIDOS CODIFICADOS AUDIBLES DE LA PALABRA O PARECIDOS.

Todo tal y como queda descrito y reivindicado en la presente Memoria descriptiva que consta de setenta páginas mecanografiadas y dibujos que se acompañan.

10 Madrid, 11 de Agosto de 1972

BERNARDO UNGRIA

P.P.

15

20

25

*ME*

30

2. SANFORD DAVID GREENBERG  
 3. DT LIQUIDATING PARTNERSHIP  
 4. MURRAY MORTON SCHIFFMAN

40579

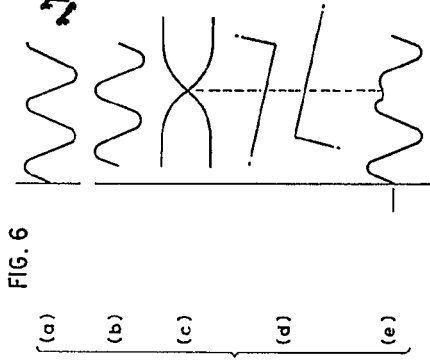
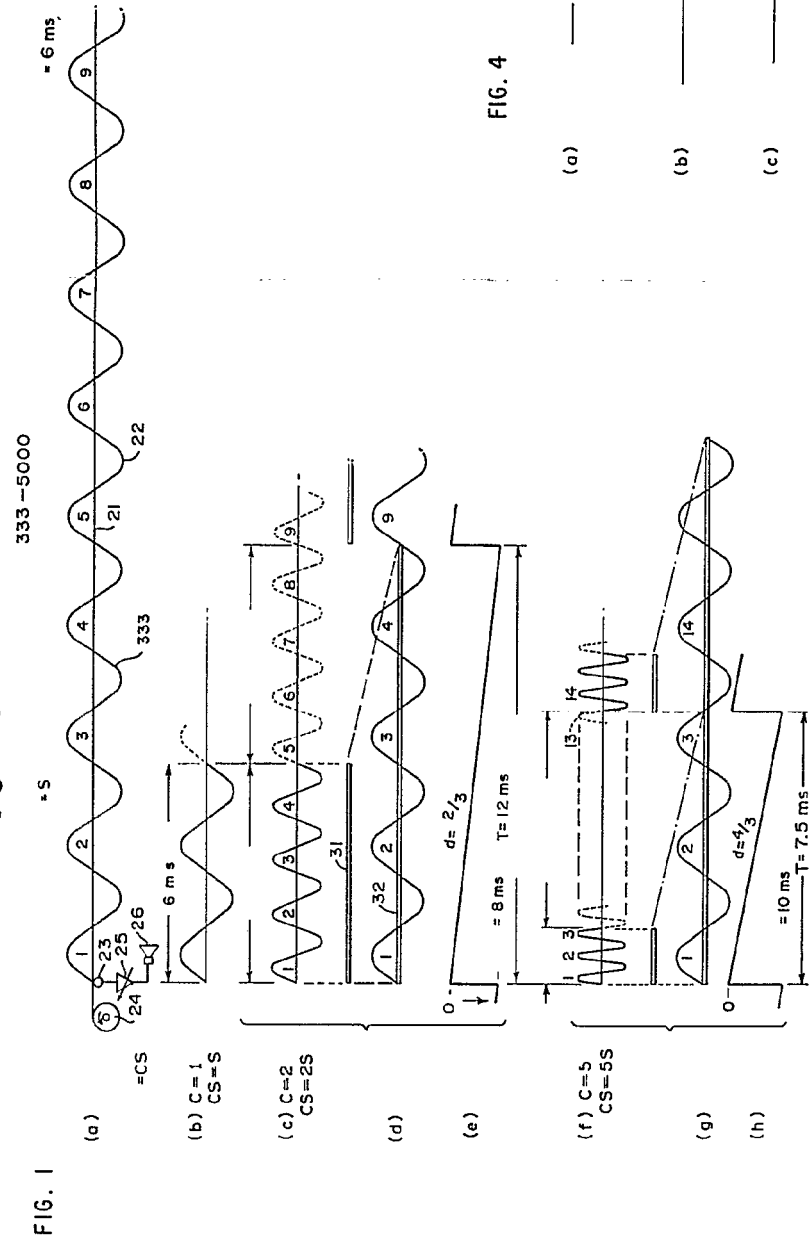
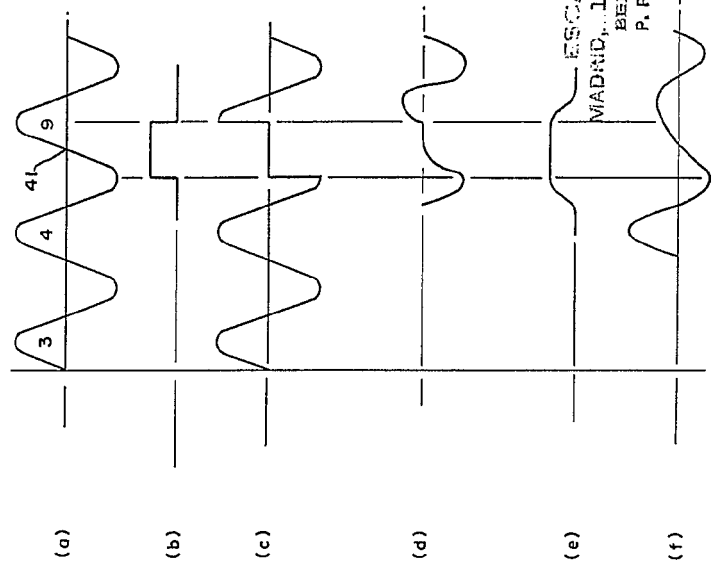
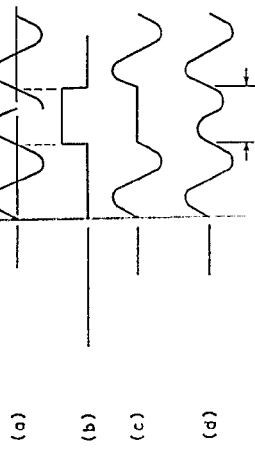


FIG. 4



40579

FIG. 5



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 de agosto de 1972  
 BERNARDO UNGHIA  
 P. P.

40579

333-5000

FIG. 1

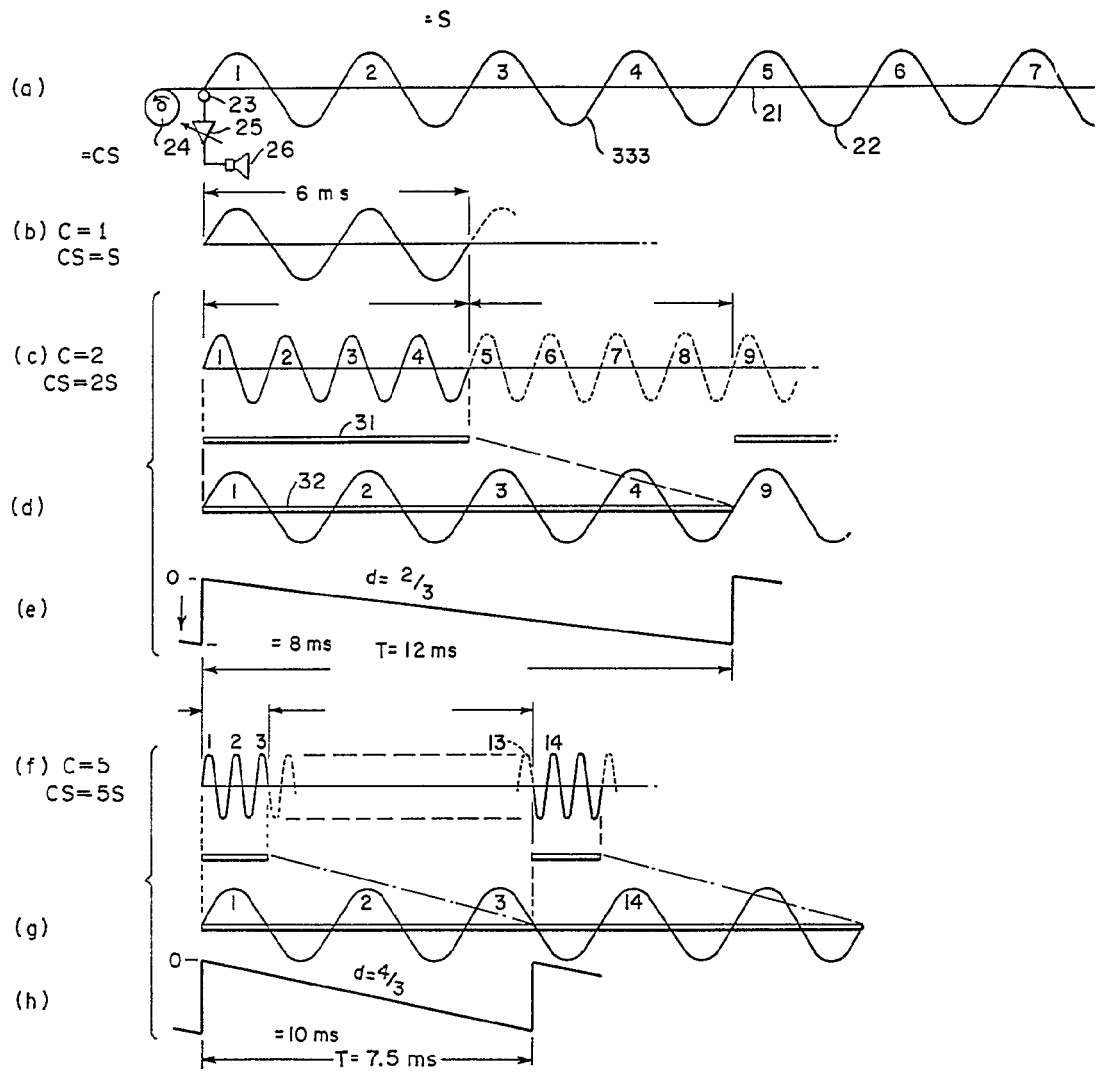
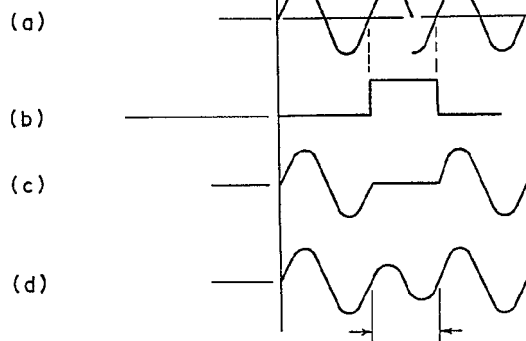


FIG. 5



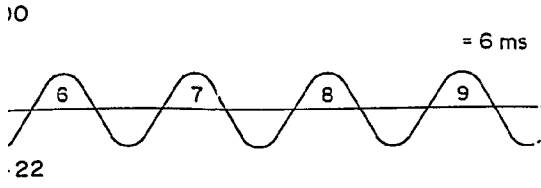


FIG. 6

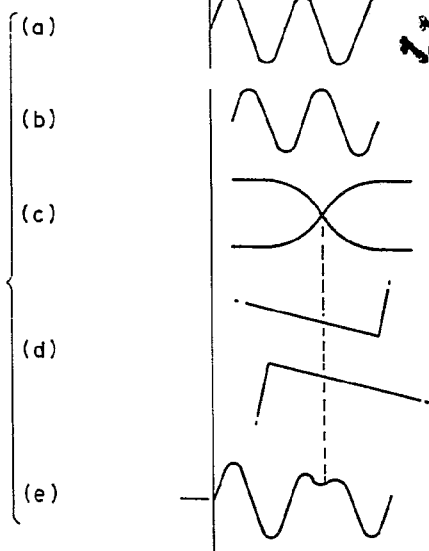
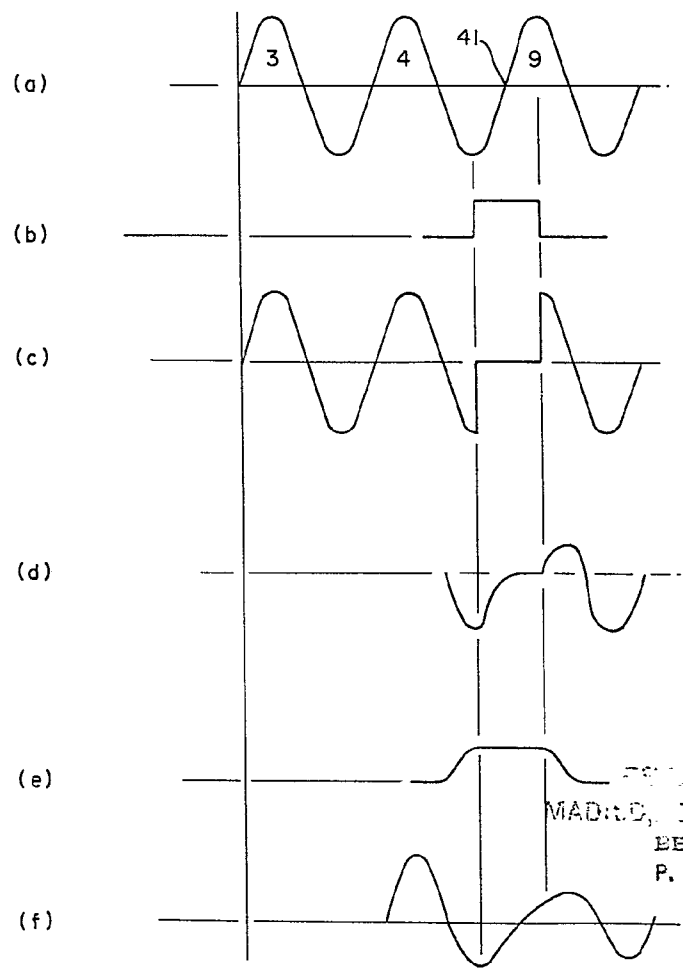


FIG. 4



40579

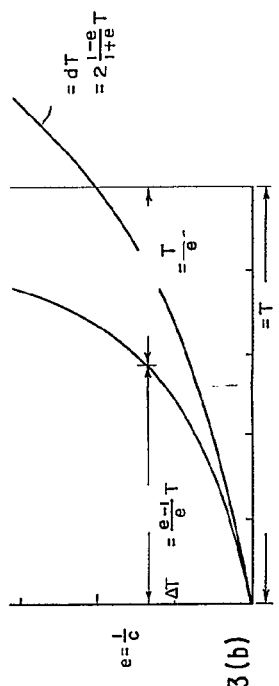
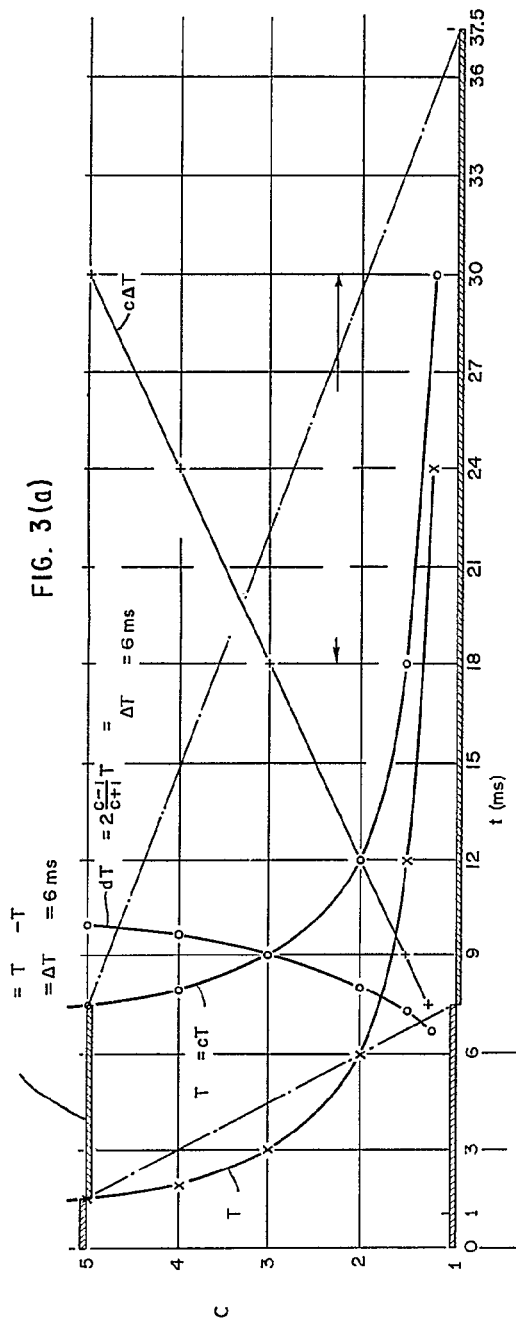
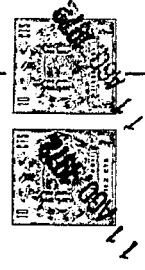
ESPANA  
 MADRID, 11 de Agosto DE 1972  
 BERNARDO UNGRIA  
 P. P.







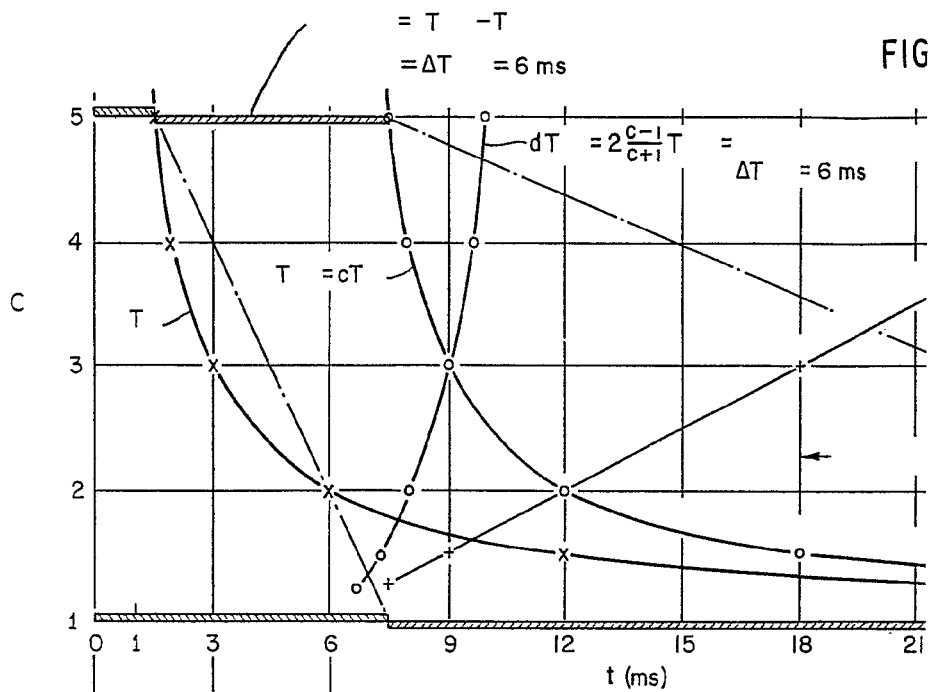
405791 405791



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 DE AGOSTO DE 1972  
 BERNARDO UNGRÍA  
 P. R.

2. SANFORD DAVID GREENBERG  
 3. DE LIQUIDATING PARTNERSHIP  
 4. MURRAY MORTON SCHEFFMAN

405791



FIG

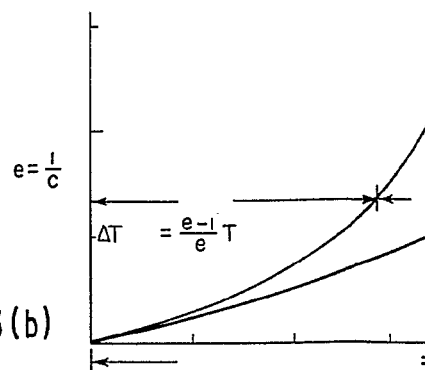
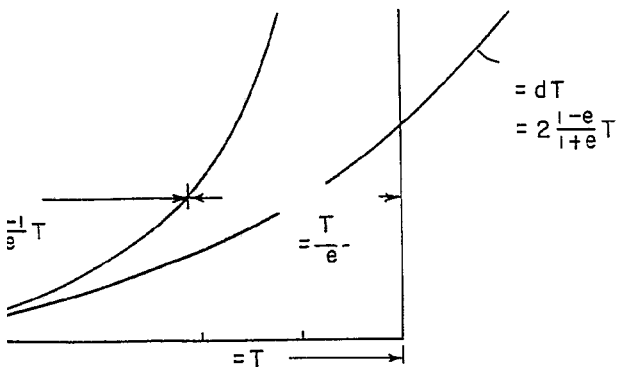
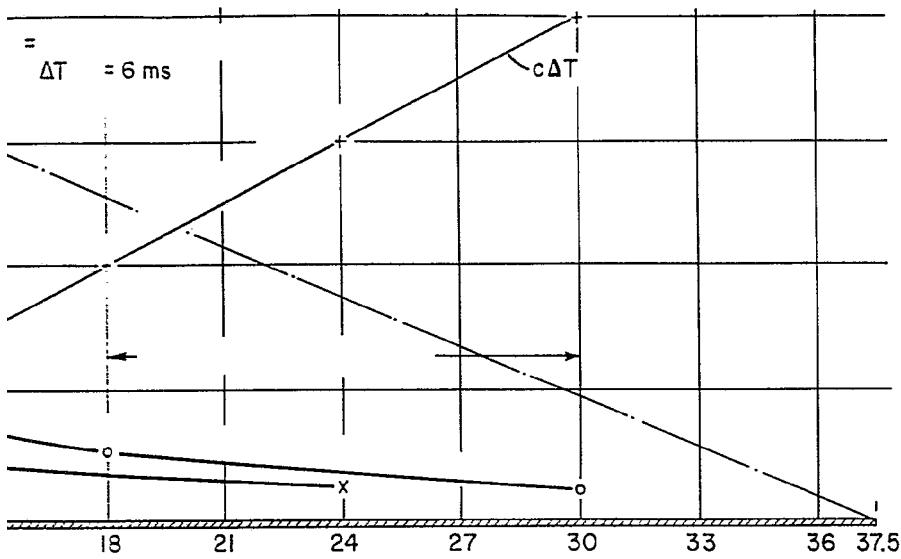


FIG. 3(b)

405791



FIG. 3(a)



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 DE agosto DE 1972  
 BERNARDO UNGRÍA  
 P. P.

405791



11

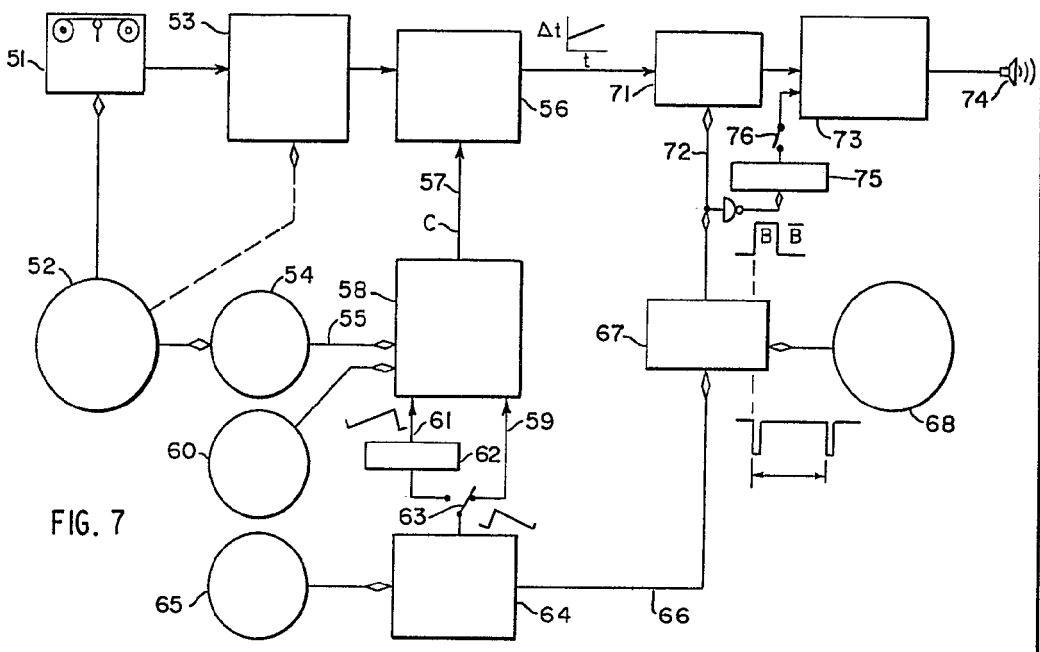


FIG. 7

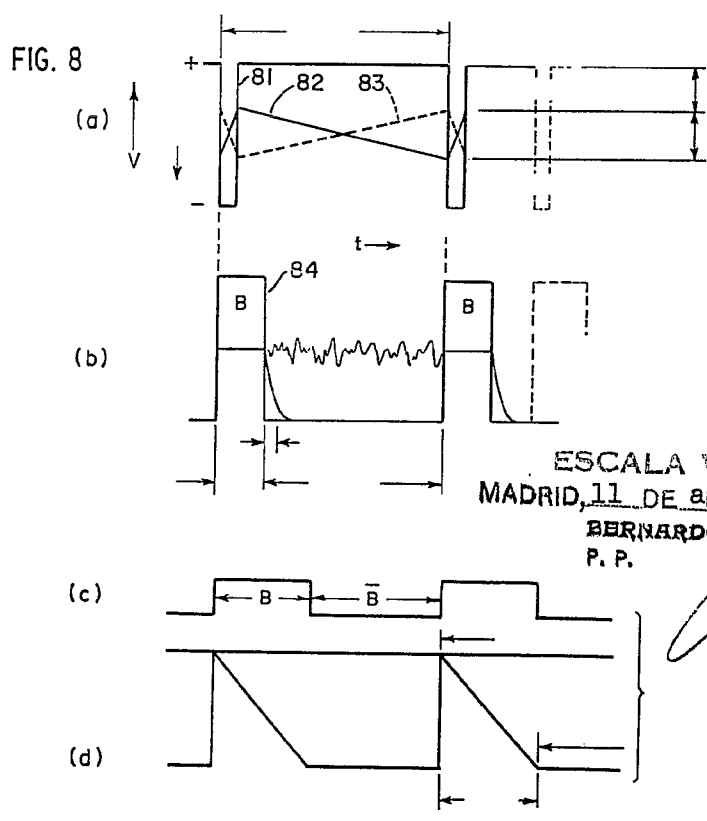


FIG. 8

ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 DE agosto DE 19 72  
 BERNARDO UNGRÍA  
 P. P.

405791

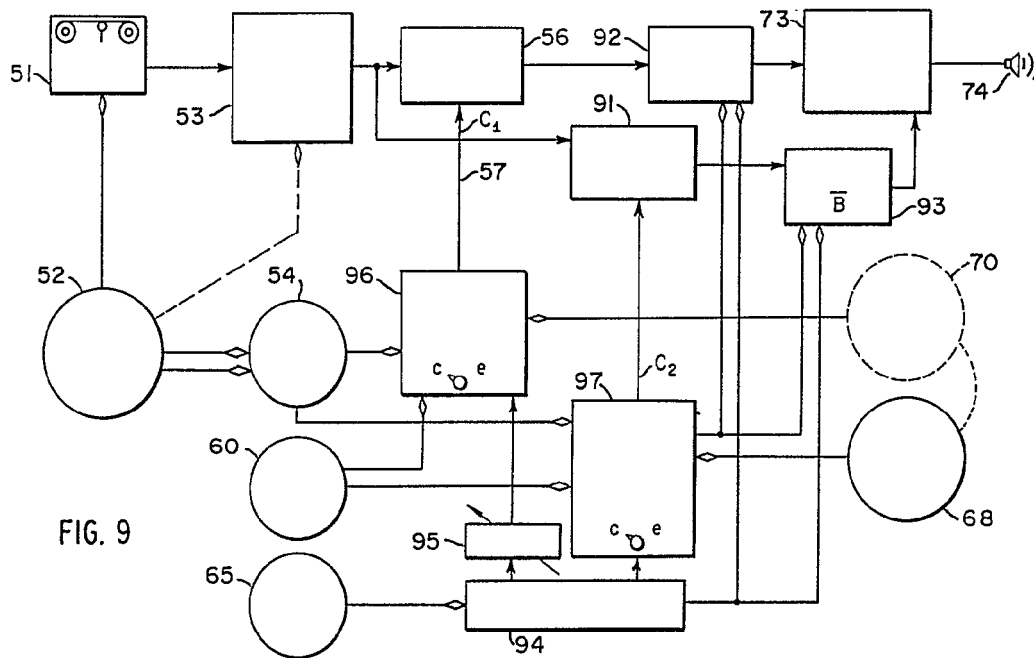


FIG. 9

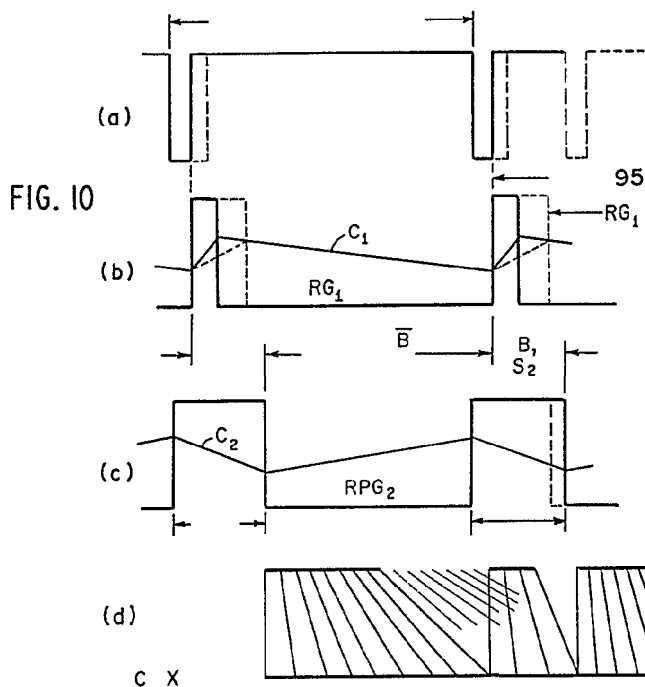


FIG. 10

ESCALA VARIABLE

MADRID, 11 DE agosto DE 1972

BERNARDO UNGRÍA

P. P.

405791



FIG. 11

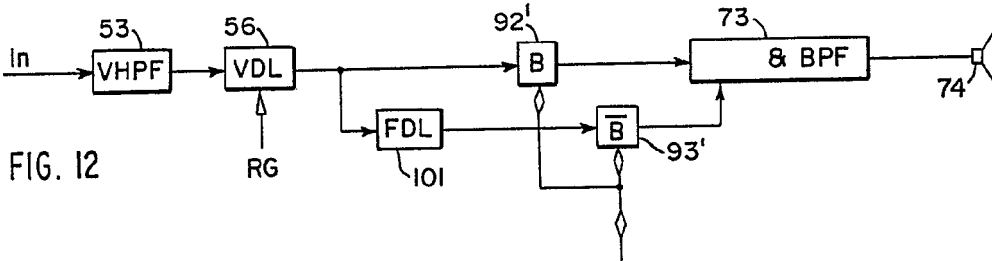
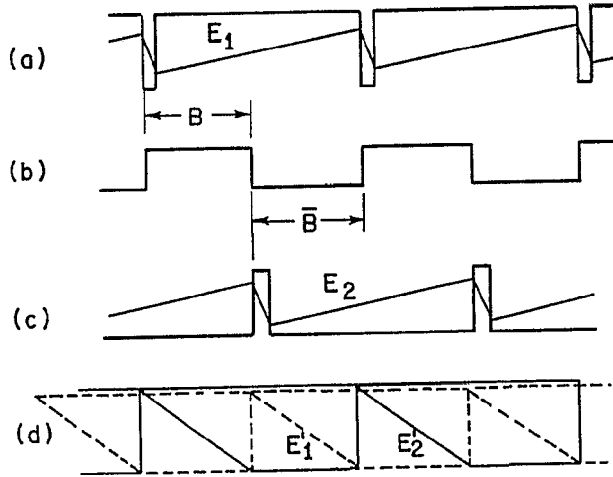
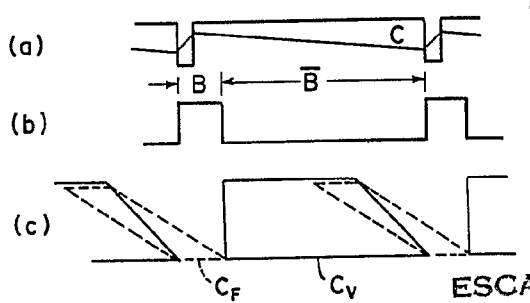


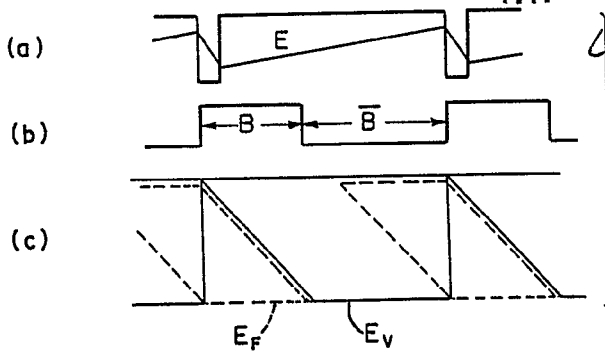
FIG. 12

FIG. 13



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 DE agosto DE 1972  
 BERNARDO UNGRICH  
 P. P.

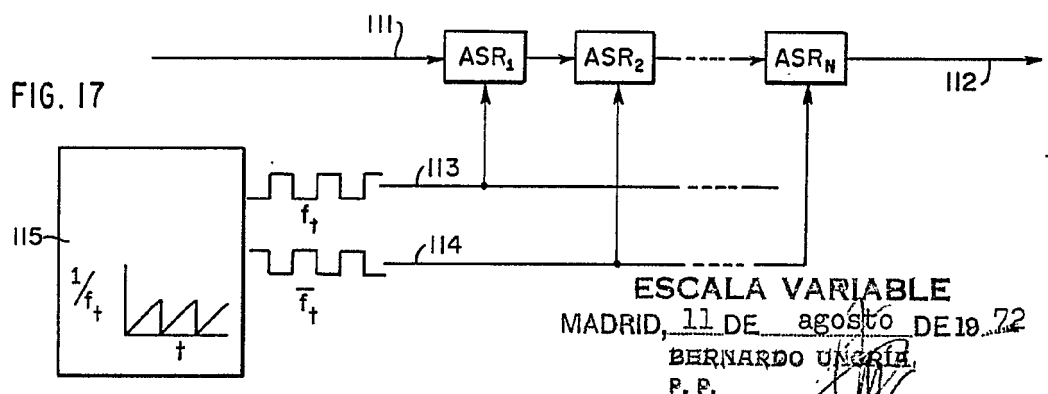
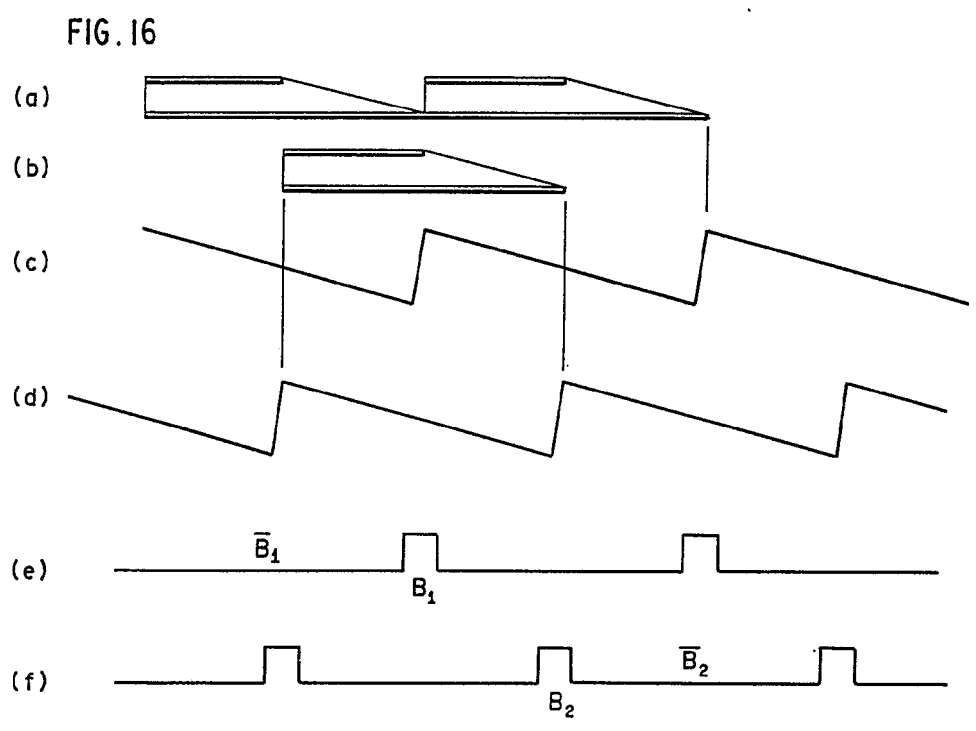
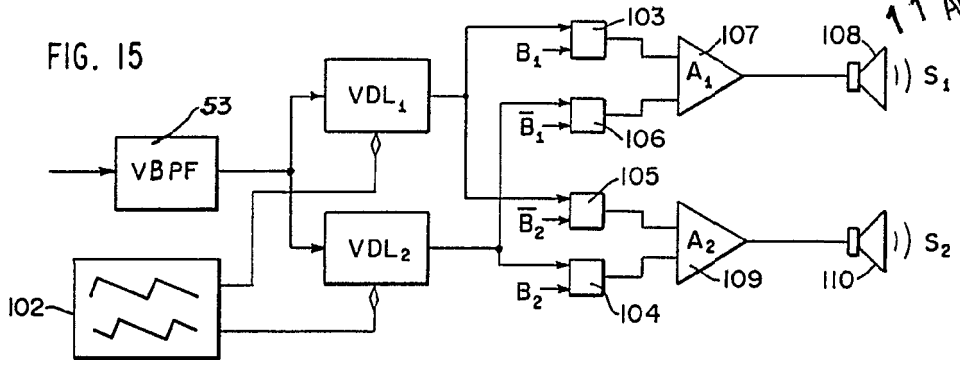
FIG. 14



405791



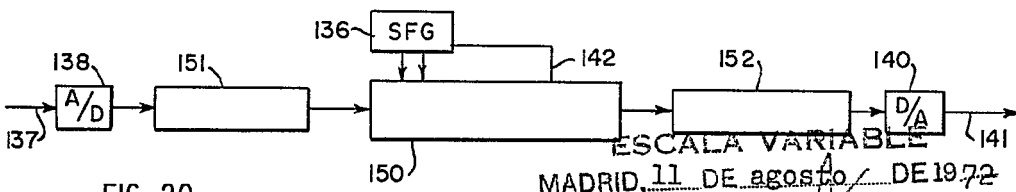
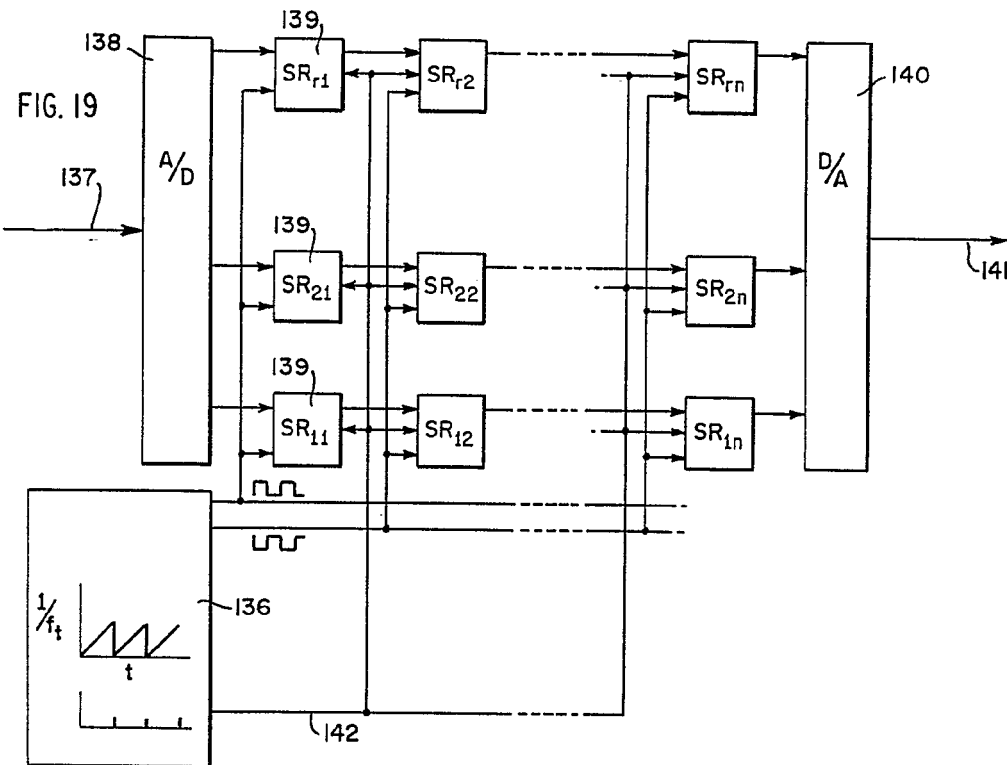
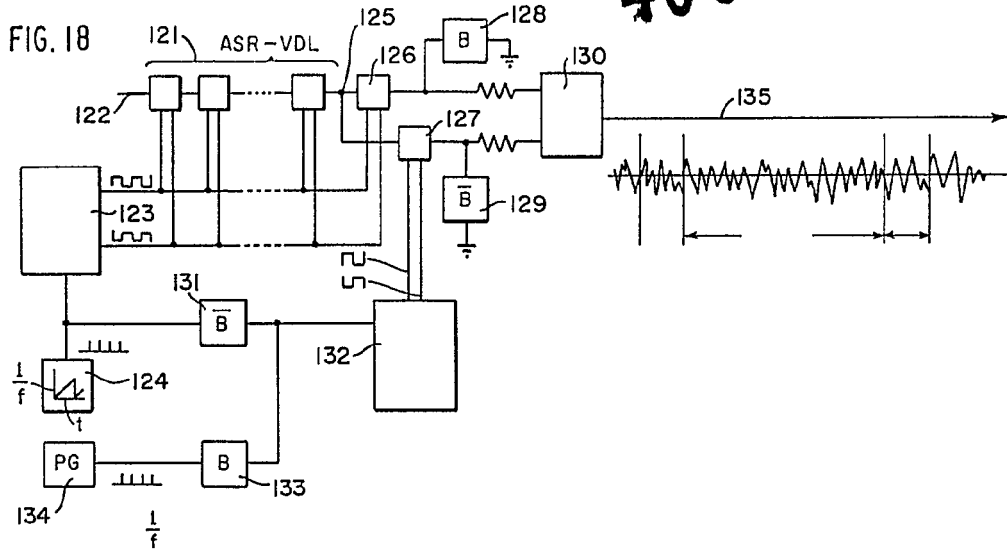
11 AGO. 1972



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 DE agosto DE 1972  
 BERNARDO UNGRIG,  
 P. P.

1. CAMBRIDGE RESEARCH AND DEVELOPMENT GROUP
2. SANFORD DAVID GREENBERG
3. DT LIQUIDATING PARTNERSHIP
4. MURRAY MORTON SCHIFFMAN

405791



ESCALA VARIABLE  
MADRID, 11 DE agosto DE 1972  
BERNARDO UNGRÍA  
P. E.

1. CAMBRIDGE RESEARCH AND DEVELOPMENT GROUP
2. SANFORD DAVID GREINBERG
3. DT LIQUIDATING PARTNERSHIP
4. MURRAY MORTON SCHIFFMAN

405791

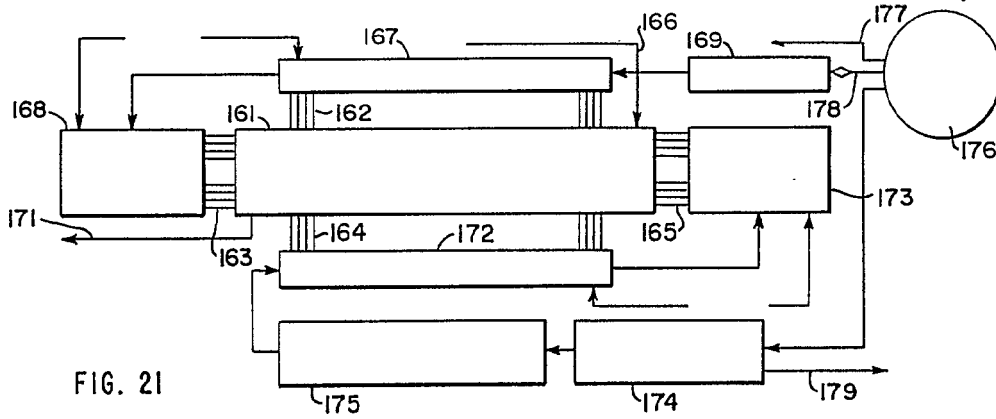


FIG. 21

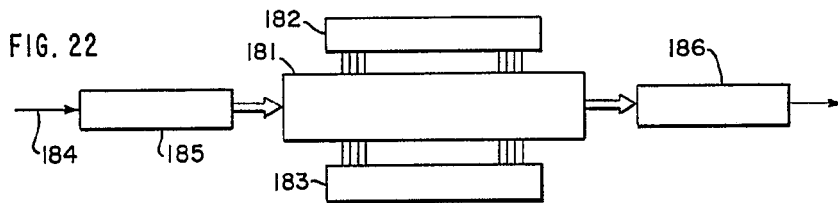


FIG. 22

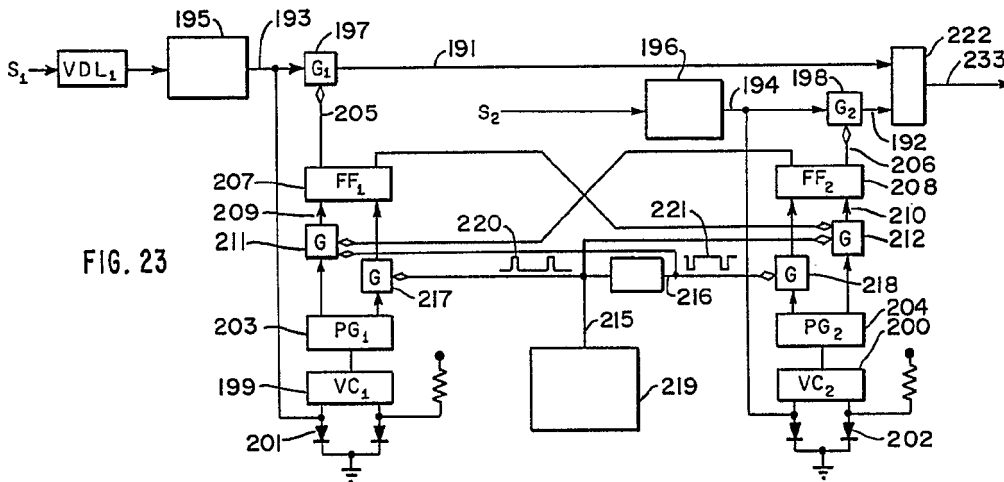


FIG. 23

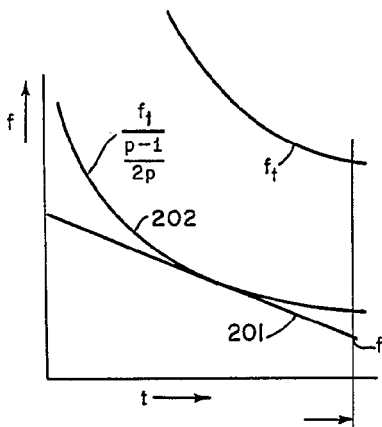


FIG. 25

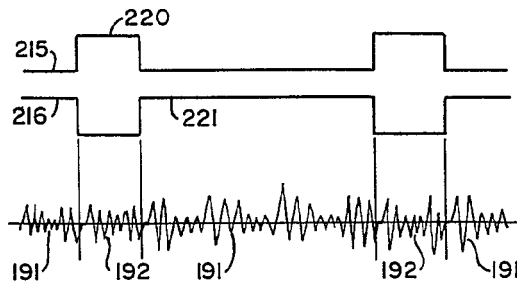
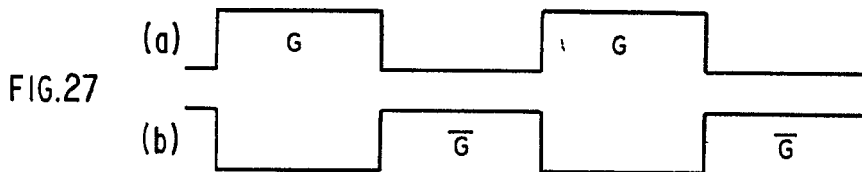
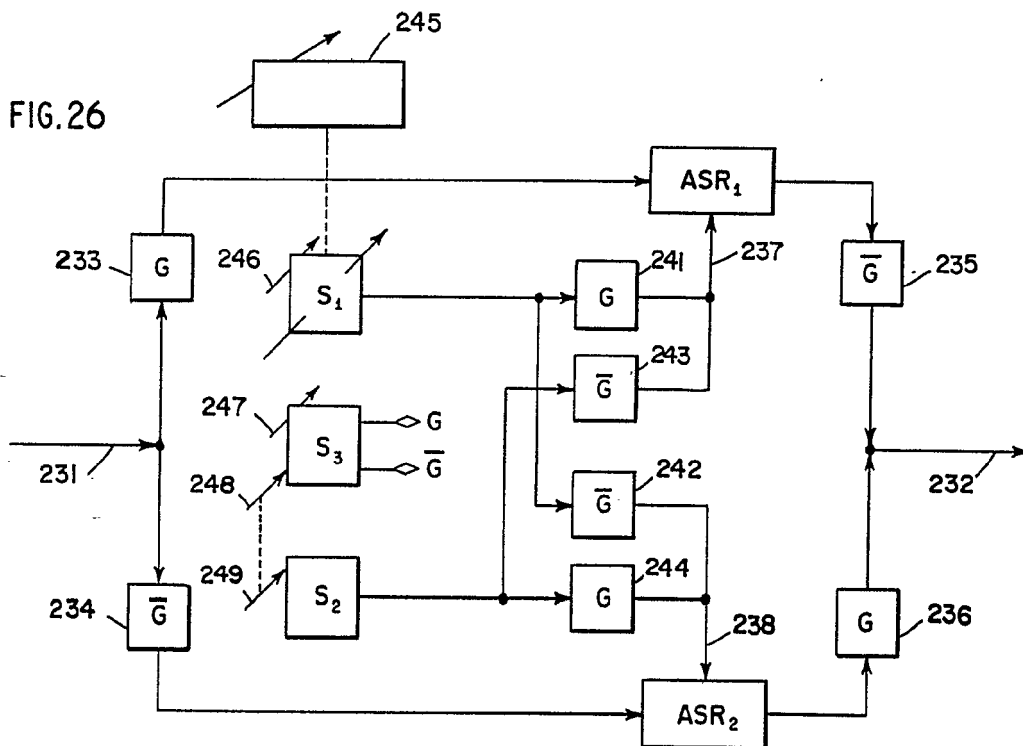


FIG. 24

ESCALA VARIABLE  
MADRID, 11 DE agosto DE 1972  
BERNARDO UNGRÍA  
P. P.

405791



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 11 DE agosto DE 1972  
 BERNARDO UNGRÍA  
 P. P.