

MINISTERIO DE INDUSTRIA  
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



ES	11	NUMERO	A 1
	21	450.220	
	22	FECHA DE PRESENTACION	
		28-7-1976	

**PATENTE DE INVENCION**

P.- 63.664  
4220/DES

30	PRIORIDADES:	32	FECHA	33	PAIS
	31	NUMERO			
		75/23641	29-7-75		Francia

47	FECHA DE PUBLICIDAD	51	CLASIFICACION INTERNACIONAL	62	PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
			H03C, H03D; H04L		

64	TITULO DE LA INVENCION
	"PROCEDIMIENTO DE MODULACION PERFECCIONADO Y MODULADOR DE BANDA LATERAL UNICA PARA SU PUESTA EN PRACTICA"

71	SOLICITANTE (S)
	THOMSON-CSF

	DOMICILIO DEL SOLICITANTE
	173, Bl. Haussmann, 75008 Paris, Francia

72	INVENTOR (ES)
	Jean Edgar Picquendar

73	TITULAR (ES)

74	REPRESENTANTE
	DON ALBERTO DE ELZABURU MARQUEZ

P.- 63.664

1 El presente invento se refiere a los procedi-  
mientos de modulación en los cuales se multiplica una onda  
portadora por una señal moduladora, para obtener una porta-  
dora modulada. Conciérne igualmente a los moduladores y  
5 a los desmoduladores de banda lateral única, que compren-  
den moduladores que aplican el procedimiento según el in-  
vento y que son utilizados, en particular, en los equipos  
de transposición de frecuencia que sirven para la transmi-  
sión telefónica.

10 Es conocido, para efectuar tal modulación, por  
procedimientos analógicos, superponer la onda portadora  
y la señal moduladora en un dispositivo que presenta una no  
linealidad, por ejemplo un diodo polarizado en el sentido  
pasante. Se obtienen a la salida de este dispositivo, pro-  
15 ductos de intermodulación de los que se extrae por filtra-  
ción el de orden 1, que representa la onda portadora modu-  
lada deseada.

Se puede efectuar esta modulación utilizando  
un procedimiento numérico. En efecto, según el teorema de  
20 Shannon, toda señal puede ser representada fielmente por  
una serie de muestras tomadas de esta señal a una cadencia  
superior o igual a dos veces la frecuencia máxima contenida  
en esta señal. Cuantificando entonces estas muestras y ex-  
presándolas en un código numérico cualquiera - por ejemplo  
25 binario puro -, se pueden efectuar sobre las señales todas  
las operaciones deseadas, efectuando sobre los números que  
representan las muestras, las operaciones matemáticas que  
corresponden a las operaciones analógicas. Así, numerando  
la onda portadora y la señal moduladora, se obtendrá la onda  
30 portadora modulada en forma numérica, efectuando una multi-

1 plicación entre las señales numéricas que representan la  
onda portadora y las que representan la señal moduladora.  
Basta entonces convertir la señal numérica obtenida por es-  
ta multiplicación en una señal analógica, para obtener la  
5 onda modulada en forma analógica.

Tal procedimiento exige, si se aplica a una  
operación de modulación aislada, el empleo de dos converti-  
dores analógico-numérico y de un convertidor numérico-analó-  
gico. No tiene entonces ningún interés. Si, por el con-  
10 trario, forma parte de un proceso más complejo, tratado a  
su vez de manera numérica, puede presentar un interés, por  
que los convertidores analógico-numérico y numérico-analó-  
gico son entonces comunes para todas las funciones del pro-  
ceso y su peso relativo para cada función, y en particular  
15 para la modulación, disminuye.

Es así como se ha propuesto realizar de manera  
enteramente numérica los moduladores y desmoduladores de  
banda lateral única utilizados, en particular, en los equi-  
pos telefónicos de transposición de frecuencia. Se encon-  
20 trará un análisis de estos moduladores en el artículo (1)  
"On Digital Single Sideband Modulators" publicado por Sidney  
Darlington en la revista IEE Transaction on Circuit Theory,  
Vol CT - 17, número 3, agosto 1970.

El procedimiento según el invento consiste en  
25 muestrear una onda portadora sinusoidal y una señal modula-  
dora a una frecuencia de muestreo igual al cuádruplo de la  
frecuencia de la onda portadora y según una fase tal, que  
el muestreo de un período de la onda portadora da dos mues-  
tras positivas seguidas de dos muestras negativas, siendo  
30 estas cuatro muestras iguales en módulo, y luego en efectuar

1 el producto de las muestras de la onda portadora por las muestras de la señal moduladora.

Otras particularidades y ventajas del invento aparecerán claramente en la descripción siguiente presentada a título de ejemplo no limitativo y dada en relación con las figuras anejas, que representan:

- las figuras 1a y 1b, funciones sinusoidales muestreadas;
- la figura 2, un modulador de banda lateral única;
- la figura 3, un modulador de muestreo;
- la figura 4, un desmodulador de banda lateral única.

La figura 1a representa una función sinusoidal  $y = \sin \theta$  limitada a un período tomado entre  $\theta = 0$  y  $\theta = 360^\circ$ . Se ve que si se muestrea esta función en instantes que corresponden a los ángulos  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $315^\circ$ , se obtienen cuatro muestras igualmente repartidas en el tiempo (siendo  $\theta$  una función lineal del tiempo) 1, 2, 3, 4 de igual módulo  $\frac{\sqrt{2}}{2}$  (siendo 1 el extremo positivo de la función), siendo las dos primeras positivas y las dos últimas negativas.

Las condiciones de amplitudes respectivas entre una onda portadora y una señal moduladora se pueden transformar - estando fijado un nivel normal de la onda portadora - en un coeficiente de proporcionalidad aplicado a la señal moduladora. Está justificado entonces fijar un nivel de la onda portadora igual a  $\frac{2}{\sqrt{2}}$ , lo que da 1 como valor del módulo de las muestras.

La operación de modulación en numérico será en

1 tonces extremadamente sencilla y consistirá, en efecto, en  
una multiplicación de los números que representan las mues-  
tras de la señal moduladora por la sucesión de los números  
+ 1, + 1, - 1, - 1, es decir, en cambiar el signo de dos -  
5 muestras sucesivas de igual rango de la señal moduladora,  
cada cuatro muestras.

Como se muestra en la figura 1b, tal sucesión  
de muestras representa tanto una función sinusoidal como  
una función cosinusoidal, puesto que la diferencia entre las  
10 dos no corresponde más que a una diferencia en el origen de  
tiempos. Representando, pues, las muestras 1, 2, 3, 4 un  
seno, las muestras 5, 6, 7, 8 representarán un coseno, que  
corresponde a la sucesión de los números + 1, - 1, - 1, + 1.  
Si, pues, como se está a veces obligado a hacer, se deben  
15 modular por una misma señal moduladora dos ondas portadoras  
desfasadas  $90^\circ$ , se efectuará, por una parte, la multiplica-  
ción definida más arriba y, por otra parte, la multiplica-  
ción por la sucesión de los números + 1, - 1, - 1, + 1 toma-  
dos en los mismos instantes, convirtiéndose estas multipli-  
20 caciones en simples cambios de signo.

Este procedimiento se aplica de manera parti-  
cularmente interesante en los moduladores de banda lateral  
única que utilizan el procedimiento de desplazamiento de -  
fase. Este procedimiento, conocido igualmente bajo el nom-  
25 bre de procedimiento Hartley, es analizado en detalle en el  
artículo [ 2 ] "The Phase Shift Methode of Single Sideband  
Signal Generation" publicado por Donald E. Norgaard en la  
revista "Proceedings of the IRE", volumen 44, diciembre -  
1956; necesita, en particular, dos modulaciones por ondas  
30 portadoras desfasadas  $90^\circ$ .

1                    Los dispositivos de transferencia de carga,  
llamados DTC en francés y CCD o BBD en la terminología an-  
glosajona, permiten realizar toda clase de materiales que  
5                    permiten tratar las señales por muestreo, pero sin numerar  
las muestras. El funcionamiento de estos dispositivos está  
expuesto en el artículo [ 3 ] "Charge Coupled Devices" pu-  
blicado por Gilbert F. Amelio en la revista "Scientific  
American", volumen 250, número 2, febrero de 1974, y la uti-  
lización de tales dispositivos para realizar filtros se des-  
10                    cribe en el artículo [ 4 ] "Transversal Filtering Using -  
Charge Transfer Devices" publicado por Denis D. Buss y otros  
en la revista "IEEE Journal of Solid State Circuits" volumen  
SC 8, número 2, abril de 1973. El cálculo de los filtros  
realizado según esta técnica es idéntico al bien conocido  
15                    de los filtros numéricos, pero al nivel de la realización,  
se trabaja directamente sobre las muestras sin numerarlas.

                  El procedimiento según el invento se aplica,  
en particular, en instalaciones en que se trabaja sobre mues-  
tras no numeradas, puesto que consiste en cambiar regular-  
20                    mente el signo de estas muestras, lo que se puede hacer con  
un simple circuito inversor.

                  La figura 2 representa un modulador de banda  
lateral única, utilizable en una instalación de trasposi-  
ción de frecuencia telefónica. No se han representado los  
25                    órganos que permiten regular los niveles, tanto a la entra-  
da como a la salida de este modulador, y es de suponer que  
los diferentes órganos representados suministran señales que  
presentan los niveles compatibles con los órganos que deben  
recibirlos. Las cifras que son citadas a título de ejem-  
30                    plos, se refieren a técnica telefónica europea y no afectan

1 en nada a la generalidad del invento.

Este modulador comprende filtros 210 a 215, circuitos de suma 216, 217 y 223 atenuadores 219 y 220, moduladores 221 y 222 y un detector 218.

5 La señal telefónica vocal a modular  $T_0$  es filtrada por el filtro 210, con objeto de limitarla a la banda de base normalizada 300-3.400 Hz. Este filtro de banda de base es un filtro que utiliza dispositivos DTC según la técnica descrita en la referencia (4). La frecuencia de  
10 muestreo utilizada en este filtro se elige de manera que sea común con la utilizada en los filtros 211 y 212, para no multiplicar los procesos de muestreo.

La señal a modular filtrada, pasa luego a dos cadenas de tratamiento de igual composición, pero de características diferentes.  
15

La primera cadena de tratamiento comprende el circuito de suma 216, los filtros 211 y 213, el atenuador 219 y el modulador 221.

20 Se suma a la señal a modular filtrada, en el circuito de suma 216, la señal de referencia  $R_0$  cuya misión será descrita más adelante. Se obtiene así una señal compuesta.

25 Esta señal compuesta es filtrada en el filtro 211, que es un filtro pasa-todo que provoca un desfase constante de todas las frecuencias contenidas en la señal que lo atraviesa. Este filtro es realizado con dispositivos DTC y la frecuencia de muestreo se elige suficientemente alta para obtener un buen funcionamiento, lanzando suficientemente arriba los lóbulos horas/banda que son característicos  
30 cos de los filtros que funcionan por muestreo. Se ha descu-

1 bierto que las frecuencias superiores a 200 kHz eran convenientes y que 256 kHz constituía un buen valor.

5 La señal compuesta desfasada que sale del filtro 211 presenta, pues, un espectro compuesto de la banda de base 300-3.400 Hz repetida en más y en menos en todos los múltiplos de la frecuencia de muestreo. Es necesario eliminar los componentes de este espectro situados más allá de 3.400 Hz., con el fin de no llevar señales parásitas ul-  
10 teriores. Esto es fácil, debido a la gran separación entre los lóbulos, comenzando la primera frecuencia parásita, si el muestreo es a 256 kHz, a  $256 - 3,4 = 252,6$  kHz. Se puede utilizar entonces un filtro sencillo compuesto, por ejemplo, de una simple célula RC. Este filtro 213 suministra, pues una señal alisada.

15 Esta señal alisada pasa al atenuador 219, que sirve para regular automáticamente la ganancia, como se describirá más adelante. Este atenuador puede ser, por ejemplo, un montaje potenciométrico que comprende una resistencia fija y un transistor con efecto de campo montado como  
20 resistencia variable.

La señal atenuada procedente del atenuador 219, modula en el modulador 221 una portadora Po. Esta portadora es aquí una de las doce portadoras normalizadas de un grupo telefónico primario y cuyas frecuencias se escalonan cada cuatro kHz de 64 a 108 kHz. Conforme al invento,  
25 esta portadora es muestreada a una frecuencia cuatro veces superior a su propia frecuencia, y la modulación se efectúa cambiando el signo de la señal atenuada durante dos muestras de la portadora en 4.

30 La segunda cadena de tratamiento comprende el

1 circuito de suma 217, los filtros 212 y 214, el atenuador  
220 y el modulador 222.

5 Las diferencias de tratamiento que sufre la  
señal a modular filtrada en esta segunda cadena, son las  
siguientes:

- la señal de referencia  $R_{90}$  es de igual fre-  
cuencia y de igual amplitud que la señal  $R_0$ , pero está des-  
fasada  $90^\circ$  con relación a ésta;

10 - el filtro pasa-todo 212 tiene una caracte-  
rística de desfase desplazada  $90^\circ$  con relación al filtro  
211. Lo esencial es que el conjunto de estos dos filtros  
desplace la fase de las señales compuestas  $90^\circ$  una respecto  
a otra. Se puede, por ejemplo, atribuir a uno de los fil-  
tros, un desfase de  $90^\circ$  solamente, no desfasándose el otro,  
15 sino sirviendo para compensar el retardo inevitable introdu-  
cido por el primero; pero es más fácil generalmente repartir  
las características de desfase entre los dos filtros, para  
obtener entre los dos una diferencia de  $90^\circ$ . La portadora  
 $P_{90}$  es de la misma frecuencia y de la misma amplitud que la  
20 portadora  $P_0$ , pero está desfasada  $90^\circ$  con relación a ésta,  
lo que corresponde a desplazar en una muestra los instantes  
en que se cambia el signo de la señal atenuada.

Las portadoras moduladas que proceden de los  
moduladores 221 y 222 son sumadas en el circuito de suma  
25 223. El término suma es tomado con sentido algebraico y el  
sentido (suma o sustracción) elegido será tomado según el  
sentido de la separación de fase introducida por los fil-  
tros 211 y 212, y el sentido de la separación de fase entre  
las dos portadoras  $P_0$  y  $P_{90}$ , con objeto de obtener la banda  
30 lateral inferior correspondiente a la modulación de la por-

1      tadora elegida, puesto que en la técnica telefónica se tras-  
miten bandas laterales inferiores. Estas elecciones son ex-  
plicadas en la referencia (2).

5      Debido al muestreo de las portadoras, el es-  
pectro de la señal sumada procedente del circuito de suma  
223 comprenderá las señales parásitas que comienzan a 192,  
3 kHz en el caso de la primera portadora a 64 kHz muestrea-  
da a 256 kHz y repetidas luego a frecuencias superiores.  
El filtro 215 permite eliminar estas señales parásitas. Pue-  
10     de ser también aquí muy sencillo, debido a la gran diferen-  
cia entre las señales parásitas y las señales utilizadas y  
estar compuesta, por ejemplo, por una simple célula RC. Se  
elegirá, sin embargo, la frecuencia de corte de este filtro  
más allá de 108 kHz (12ª portadora) con objeto de tener -  
15     equipos simplificados utilizables con todas las portadoras.  
En efecto, en este caso, la adscripción de tal moduladora  
a una portadora será determinada únicamente por las porta-  
doras  $P_0$  y  $P_{90}$ , que son suministradas por equipos exterior-  
res.

20     Es necesario, para respetar las normas muy  
severas (atenuación fuera-banda  $> 80$  dB) impuestas a los  
materiales telefónicos, de prever una regulación automática  
de las ganancias de las dos cadenas de tratamiento, y más  
particularmente por parte de estas cadenas que comprenden  
25     los filtros DTC, que son sus eslabones más inestables.

30     Para esto, las señales  $R_0$  y  $R_{90}$ , son señales  
de frecuencia y de amplitud idénticas, por ejemplo a 800 Hz,  
que es una frecuencia de prueba corriente. Están desfasa-  
das  $90^\circ$ , de manera que estén en oposición de fase después  
de su paso por los filtros 211 y 212. Así, después de haber

1 modulado las portadoras  $P_0$  y  $P_{90}$ , desaparecerán en la suma  
efectuada en el circuito de suma 223.

5 Si la ganancia de las dos cadenas no es idéntica, la suma de estas señales tomadas a la salida de los  
atenuadores 219, no será nula y la señal de error procedente  
de esta suma permitirá mandar los atenuadores 219 y 220,  
para restablecer el equilibrio. Para obtener esta señal,  
se puede efectuar una desmodulación sincrónica de estas dos  
señales en oposición de fase, en el detector sincrónico 218  
10 utilizando como referencia de desmodulación, una de las dos  
señales  $P_0$  o  $P_{90}$ . Si no se consigue más que una sola señal  
de error, los atenuadores 219 y 220 deben funcionar a la  
inversa. Pueden ser idénticos, si el detector 218 suministra  
dos señales de error de signos opuestos.

15 Un modo de realización particularmente interesante de los moduladores 221 y 222, consiste en realizar  
un amplificador de ganancia conmutable, tal como se representa  
en la figura 3. Este amplificador comprende un amplificador  
diferencial 31, resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  y un conmutador 32.  
20

El conmutador 32 está realizado, debido a la rapidez de los fenómenos, con dispositivos estáticos, por  
ejemplo transistores con efecto de campo. Es mandado por  
la señal P.

25 Se tomarán los convenios habituales en estos  
esquemas, es decir, valor de las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$   
grande ante la impedancia de salida de los generadores de  
señales y pequeño ante la impedancia de entrada del amplificador  
operacional, ganancia de este amplificador muy grande  
30 e impedancia de salida de éste muy pequeña.

1 Cuando el conmutador 32 está cerrado, la entrada + del amplificador 31 está unida a la masa, así como la resistencia  $R_2$ , que no influye sobre el nivel de la señal E. La ganancia del amplificador está dada entonces, según  
5 un resultado clásico, por  $-\frac{R_3}{R_1}$  y es igual a -1, cuando  $R_1 = R_3$ .

Cuando el conmutador 32 está abierto, la señal E es aplicada sobre la entrada +, sin atenuación, debido a los valores respectivos de las impedancias. Según un resultado conocido, la contra-reacción aplicada en la entrada  
10 - tiende a anular la diferencia de tensión entre las entradas - y +. La tensión en la entrada - es, pues, sensiblemente igual a E. Así, la corriente que pasa por  $R_1$  es nula y, por consiguiente, la de  $R_3$  también. Por consiguiente,  
15 la tensión en S es igual a E y la ganancia del amplificador es igual a +1.

Así, para  $R_3 = R_1$ , se tendrá un amplificador cuya ganancia es igual a +1 ó -1, según que el interruptor 32 esté abierto o cerrado.

20 Este amplificador puede desempeñar, por consiguiente, la misión de modulador según el invento, puesto que, aplicando la señal moduladora en E y las muestras de la onda portadora en P, se invierte el sentido de la señal moduladora, según el sentido de las muestras de la portadora. Para esto se utilizarán, no ya impulsos tales como 1 a  
25 8 (figuras 1a y 1b), sino, como es habitual, almenas de anchura máxima que serán representadas por las zonas sombreadas en las figuras 1a y 1b. Así, el interruptor 32 será cerrado para las zonas sombreadas positivas, y abierto para  
30 las zonas sombreadas negativas, o se invierte según el sen-

1 tido de modulación deseado.

La figura 4 representa un desmodulador de  
banda lateral única homólogo del modulador representado en  
la figura 3 y descrito en las mismas condiciones. El pro-  
cedimiento de desmodulación con desplazamiento de fase uti-  
lizado en este desmodulador es analizado en detalle en el  
artículo (5) "The Phase-Shift Methode of Single-Sideband  
Reception" publicado por Donald E. Norgaard en la revista  
"Proceedings of The IRE", volumen 44, diciembre de 1956.

Este desmodulador comprende filtros 424 y 425  
y 410 a 414, circuitos de suma 416, 417, 423, atenuadores  
419, 420, moduladores 421 y 422, y un detector 418.

La señal a desmodular, que es, por ejemplo,  
una señal telefónica de grupo primario compuesta de doce  
portadoras escalonadas de 64 a 108 kHz y moduladas cada una  
en banda lateral única inferior, es aplicada en la entrada  
BLU, de donde llega a dos cadenas de tratamiento de igual  
composición pero de características diferentes.

La primera cadena de tratamiento comprende el  
modulador 421, los filtros 424, 411, 413, el circuito de su-  
ma 416 y el atenuador 419.

La señal a desmodular es modulada en el modu-  
lador 421 por la primera portadora  $P_0$ , que es la misma que  
la portadora  $P_0$  utilizada en el modulador de la figura 2 y  
el procedimiento de modulación es exactamente el mismo. En  
efecto, en un modulador de producto, la operación de modula-  
ción es la misma que la operación de desmodulación, si no  
hay un cambio entre las señales moduladas y a modular. Se  
obtienen, pues, los diferentes productos de intermodulación,  
ya sea, por ejemplo, para la primera portadora a 64 kHz, por

1 una parte, la banda de baja 300 - 3.400 kHz y, por otra parte, productos superiores cuya frecuencia más baja se encuentra a  $64 \times 2 - 3, 4 = 124, 6$  kHz.

5 Se puede aislar, pues, muy fácilmente, en la señal desmodulada así obtenida, una señal desmodulada alisada que no comprende más que la banda de baja, utilizando el filtro 424 que, debido a la gran separación entre las señales a separar, puede ser una simple célula RC.

10 Se sumará a la señal desmodulada alisada, en el circuito de suma 416, la primera señal de referencia  $R_0$ , cuya misión se describirá más adelante. Se obtiene así una señal compuesta.

15 Esta señal compuesta es filtrada en el filtro 411 que es idéntico al filtro 211 y desempeña la misma misión, suministrando una señal desfasada.

Esta señal desfasada es filtrada por el filtro pasa-bajos 413, que desempeña la misma misión que el filtro 213 y suministra una señal desfasada alisada.

20 Esta señal desfasada alisada pasa al atenuador variable 419, que desempeña la misma misión que el atenuador 219 y suministra una primera señal atenuada.

La segunda cadena de tratamiento comprende el modulador 422, los filtros 425, 412, 414, el circuito de suma 417 y el atenuador 420.

25 Las diferencias de tratamiento que sufre la señal a desmodular en esta segunda cadena son las siguientes:

30 - la segunda portadora  $P_{90}$  es de la misma frecuencia y de la misma amplitud que la portadora  $P_0$ , pero está desfasada  $90^\circ$  con relación a ésta;

1                   - la segunda señal de referencia  $R_{90}$  es de la misma frecuencia y de la misma amplitud que la señal  $R_0$ , pero está desfásada  $90^\circ$  con relación a ésta;

5                   - el filtro 412 tiene una característica de desfase desplazada  $90^\circ$  con relación al filtro 411, de la misma manera que el filtro 212 con relación al filtro 411.

10                   Esta segunda cadena de tratamiento suministra una segunda señal atenuada que es sumada a la primera en el circuito de suma 423. El término suma está tomado en el sentido algebraico, como para el modulador, y corresponde al conjunto de los desfases utilizados, siendo hechas las elecciones respectiva para obtener la banda lateral inferior y explicadas en la referencia (5).

15                   Si, en efecto, la señal aplicada en BLU, no comprendiera más que una sola portadora modulada en banda lateral única, se tendría directamente, por modulación en uno de los moduladores 421 ó 422, la banda de base útil que bastaría extraer de los productos de modulación superiores por filtración. Como de hecho se tienen otras once portadoras moduladas en banda lateral única aplicadas en la entrada  
20                   BLU, se encuentran igualmente a la salida de los moduladores 421 y 422 las modulaciones transmitidas por las portadoras inferiores a la desmodulada, situadas más allá de la banda de base, cada 4 kHz, así como las modulaciones transmitidas por las portadoras superiores a la desmodulada, es-  
25                   calonadas cada cuatro kHz, y situándose la primera en la banda de base. En efecto, la banda lateral única inferior de la portadora inmediatamente superior puede ser considerada igualmente como la banda lateral única superior de la portadora desmodulada. Aunque la señal así obtenida no sea inte  
30

1 ligible, porque su espectro está desplazado e invertido  
(300 - 3.400 Hz → 3.700 - 600 Hz) se mezcla con la señal  
útil y la hace incomprensible. Esta es la razón por la -  
cual es necesario utilizar en la recepción un proceso in-  
5 verso al utilizado en la emisión.

De la misma manera que en la emisión, es ne-  
cesario prever una regulación automática de la ganancia de  
las dos cadenas. Esta es la razón por la cual se insertan  
las dos señales de referencia  $R_0$  y  $R_{90}$  que son desmoduladas  
10 de manera sincrónica en el detector 418, el cual suministra  
una señal de error que manda en sentido inverso los atenua-  
dores 419 y 420.

La señal sumada procedente del circuito de  
suma 423 comprende, pues, la modulación en banda de baja  
15 300 - 3.400 Hz procedente de la portadora que se desea des-  
modular más las modulaciones de las portadoras inferiores  
escalonadas cada cuatro kHz más allá de esta banda de base.  
Así, por ejemplo, si se desmodula la tercera portadora si-  
tuada a 72 kHz, se tendrán señales de baja frecuencia en  
20 las bandas 300 - 3.400 Hz (deseado), 4.300 - 7.400 Hz (por-  
tadora a 68 kHz) y 8.300 - 11.400 Hz (portadora a 64 kHz).  
Con el fin de obtener en T Ø la señal telefónica deseada,  
se filtran estas señales con el filtro pasa-bajos 410, idén-  
tico al filtro 210, que elimina las frecuencias superiores  
25 a 3.400 Hz. Este filtro es un filtro DTC que funciona a la  
misma cadencia de muestreo que los filtros 411 y 412.

La aplicación del procedimiento de modula-  
ción según el invento a tales moduladores y desmoduladores  
de banda lateral única que utilizan filtros DTC, permite así  
30 obtener aparatos sencillos y económicos.

REIVINDICACIONES

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

1<sup>a</sup>.- Procedimiento de modulación perfeccionado del tipo que consiste en muestrear a una misma frecuencia una onda portadora sinusoidal y una señal modulada y en efectuar, en cada instante de muestreo, el producto de la muestra obtenida sobre la onda portadora por la muestra obtenida sobre la señal modulada, caracterizado porque la frecuencia del muestreo es el cuádruplo de la frecuencia de la onda portadora, y porque la fase de muestreo se elige para obtener en un período de la onda portadora dos muestras positivas seguidas de dos muestras negativas, siendo estas cuatro muestras iguales en módulo.

2<sup>a</sup>.- Procedimiento de modulación según la reivindicación 1<sup>a</sup>, caracterizado porque dicho producto se obtiene cambiando el signo de dos muestras sucesivas de igual rango que la señal moduladora cada cuatro muestras.

3<sup>a</sup>.- Modulador de banda lateral única para la aplicación del procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1<sup>a</sup> y 2<sup>a</sup>, del tipo con desplazamiento de fase, caracterizado porque comprende: un filtro DTC de banda de base que recibe una señal a modular y que suministra una señal a modular filtrada; una primera cadena de trata-

1 miento que comprende un circuito de suma que permite super-  
poner a dicha señal a modular filtrada una primera señal de  
referencia y que suministra una señal compuesta, un filtro  
5 DTC desfasador que funciona con el mismo período de mues-  
treo que el filtro de banda de base, que permite desfasar  
dicha señal compuesta y que suministra una señal desfasada,  
medios de filtración sencillos de dicha señal desfasada que  
suministran una señal alisada, medios de atenuación de dicha  
señal alisada que suministran una primera señal atenuada, y  
10 medios de modulación que permiten modular dichas señal ate-  
nuada por una primera portadora y que suministran una prime-  
ra portadora modulada; una segunda cadena de tratamiento de  
igual constitución que dicha primera cadena, que recibe di-  
cha señal a modular filtrada, que utiliza una segunda señal  
15 de referencia similar a la primera pero desfasada  $90^\circ$ , y una  
segunda portadora similar a la primera, pero desfasada  $90^\circ$ ,  
que comprende un filtro desfasado y con característica de  
desfase desplazada  $90^\circ$  con relación al filtro desfasador  
de la primera cadena, y que suministra una segunda señal ate-  
20 nuada y una segunda portadora modulada; medios de detección  
sincrónica de dichas primera y segunda señales atenuadas,  
que utilizan una de dichas señales de referencia, y que su-  
ministran señales de error que mandan en sentido inverso  
los atenuadores de las dos cadenas de tratamiento; medios  
25 de suma de las primeras y segundas portadoras moduladas, que  
suministran una señal sumada; medios de filtración sencilla  
de dicha señal sumada que suministran una señal de banda la-  
teral única deseada.

30  $4^a$ .- Modulador según la reivindicación  $3^a$ ,  
caracterizado porque dicho período de muestreo de dichos -

1 filtros DTC corresponde a una frecuencia superior a 200 kHz.

5<sup>a</sup>.- Desmodulador de banda lateral única para la aplicación del procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1<sup>a</sup> y 2<sup>a</sup>, del tipo de desplazamiento de fase, caracterizado porque comprende: una primera cadena de tratamiento que comprende medios de modulación que permiten modular por una primera portadora una señal a desmodular y que suministran una señal desmodulada, medios de filtración sencillos de esta señal desmodulada que suministran una señal desmodulada alisada, medios de suma que permiten superponer a dicha señal desmodulada alisada una primera señal de referencia y que suministran una señal compuesta, permitiendo un filtro DTC desfasador desfasar dicha señal compuesta y que suministra una señal desfasada, medios de filtración sencilla de dicha señal desfasada que suministran una señal desfasada alisada, medios de atenuación de dicha señal desfasada alisada que suministran una primera señal atenuada; una segunda cadena de tratamiento de igual constitución que dicha primera cadena, que recibe dicha señal a desmodular, que utiliza una segunda portadora similar a la primera pero desfasada 90°, y una segunda señal de referencia similar a la primera pero desfasada 90°, que comprende un filtro desfasador de característica de desfase desplazada 90° con relación al filtro desfasador de la primera cadena, y que suministra una segunda señal atenuada; medios de detección sincrónica de dichas primera y segunda señales atenuadas, que utilizan una de dichas señales de referencia, y que suministran señales de error que mandan en sentido inverso los atenuadores de las dos cadenas de tratamiento; medios de suma de dichas primera y segunda señales atenuadas que sumi-

1 nistran una señal sumada; un filtro DTC que funciona con el  
mismo período de muestreo que los filtros desfasadores de  
las cadenas de tratamiento y que aislan en dicha señal suma  
da una señal local deseada.

5 6<sup>a</sup>.- Desmodulador según la reivindicación  
5<sup>a</sup>, caracterizado porque dicho período de muestreo de di-  
chos filtros DTC, corresponde a una frecuencia superior a  
200 kHz.

10 7<sup>a</sup>.- Procedimiento de modulación perfeccio  
nado y modulador de banda lateral única para su puesta en  
práctica.

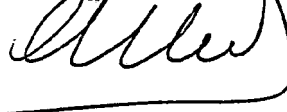
Tal y como se ha descrito en la Memoria que  
antecede, representado en los dibujos que se acompañan y pa  
ra los fines que se han especificado.

15 Esta Memoria consta de veinte hojas escri-  
tas a máquina por una sola cara.

Madrid, 20. AGO. 1977

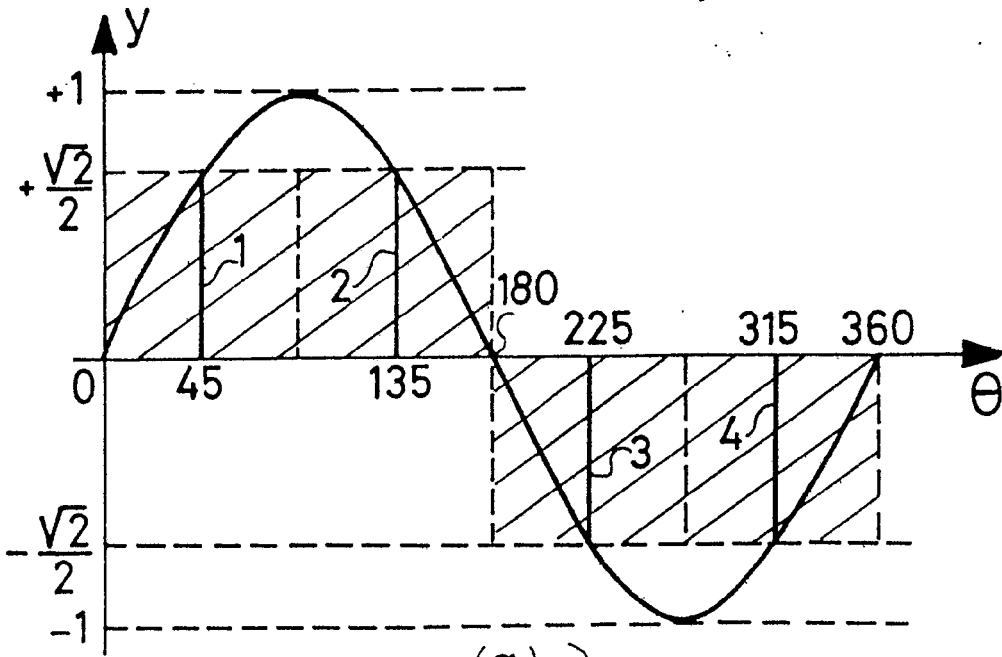
P.A.

20 **Alberto de Elizaburu**  
For Poder



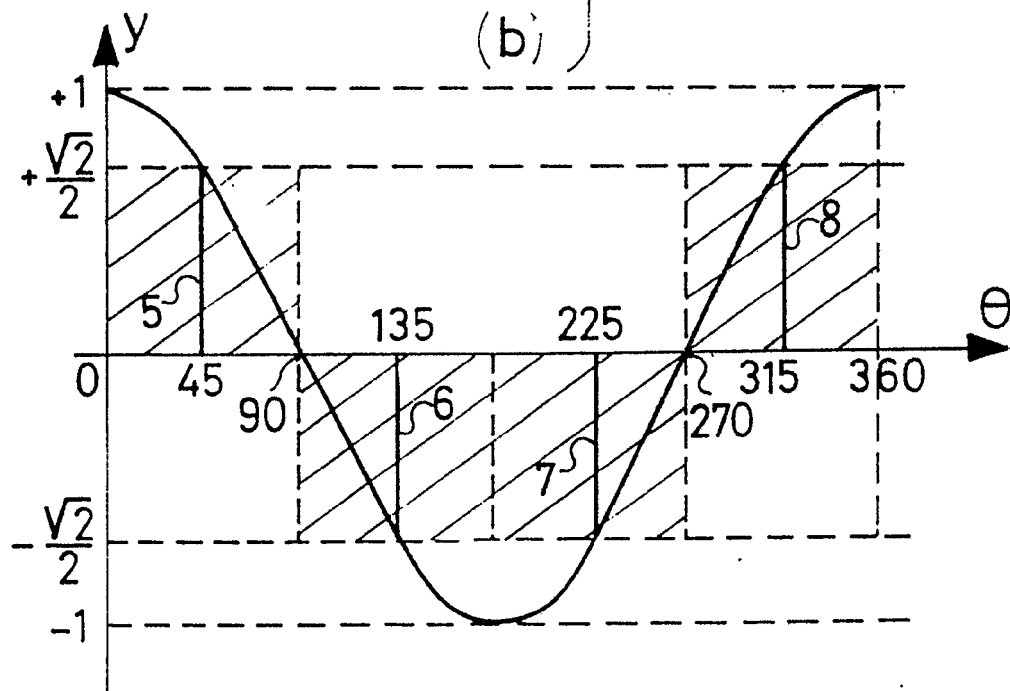
25

30



(a)

Fig. 1



(b)

Alberto de Elzaburu  
Por Pa.

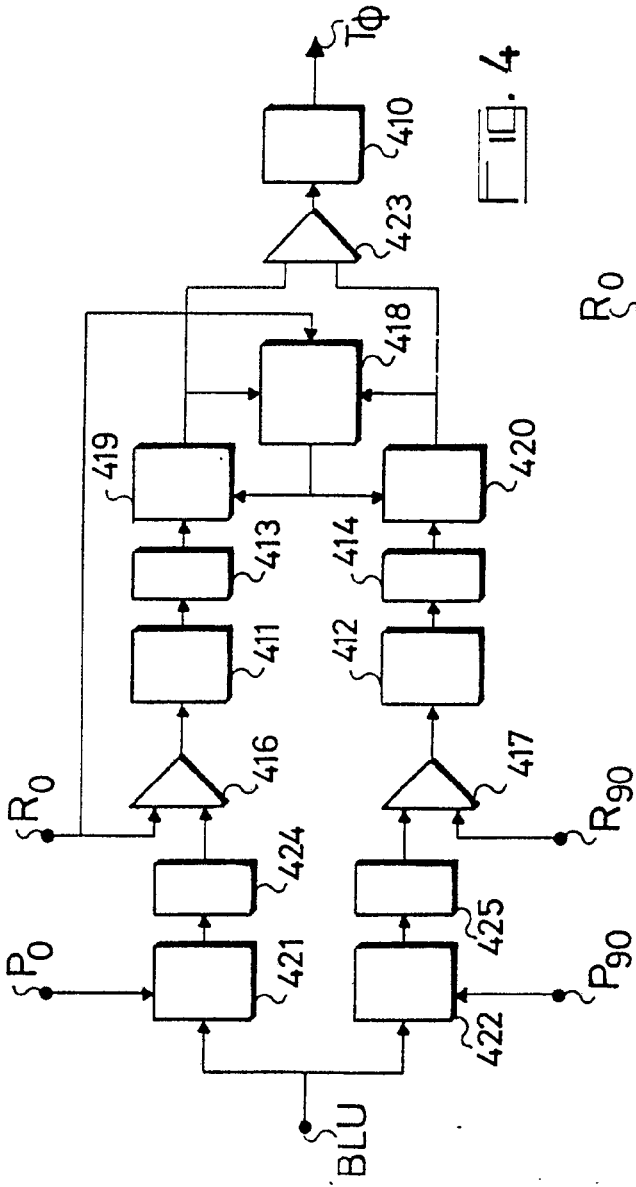


FIG. 4

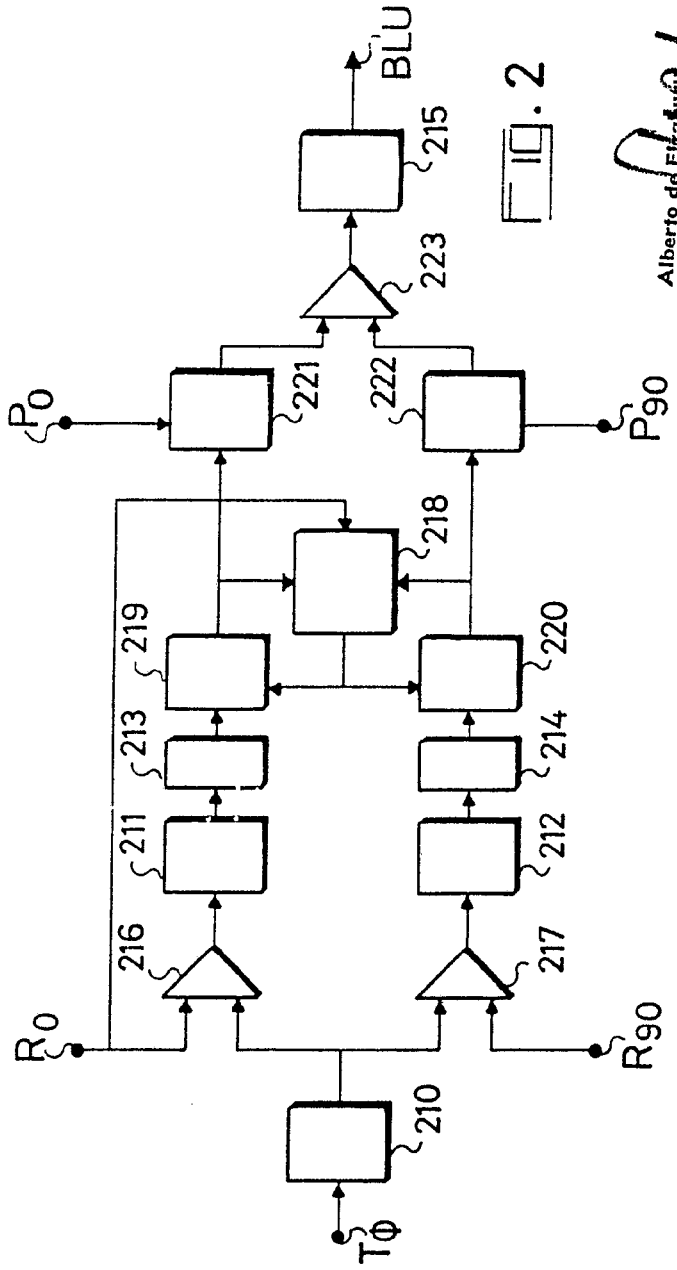
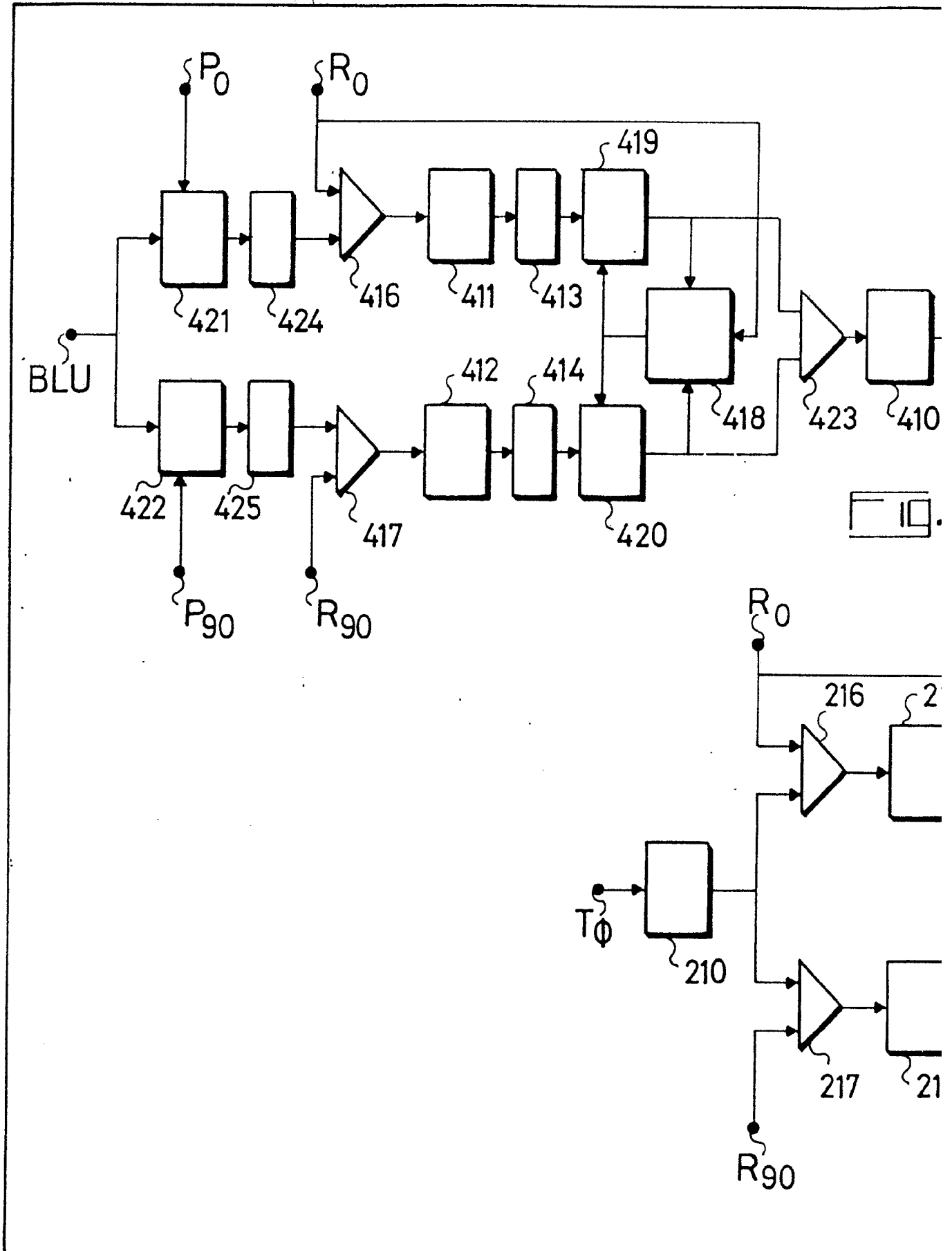


FIG. 2

Alberto de Eizasuñu  
Per Feder.



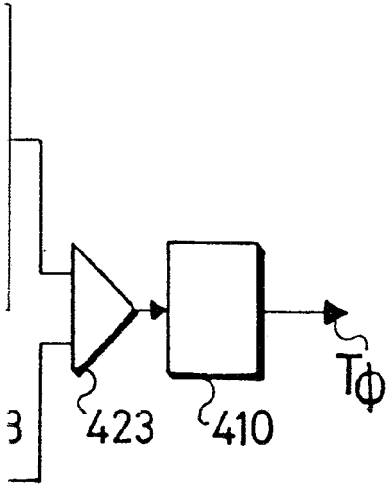


Fig. 4

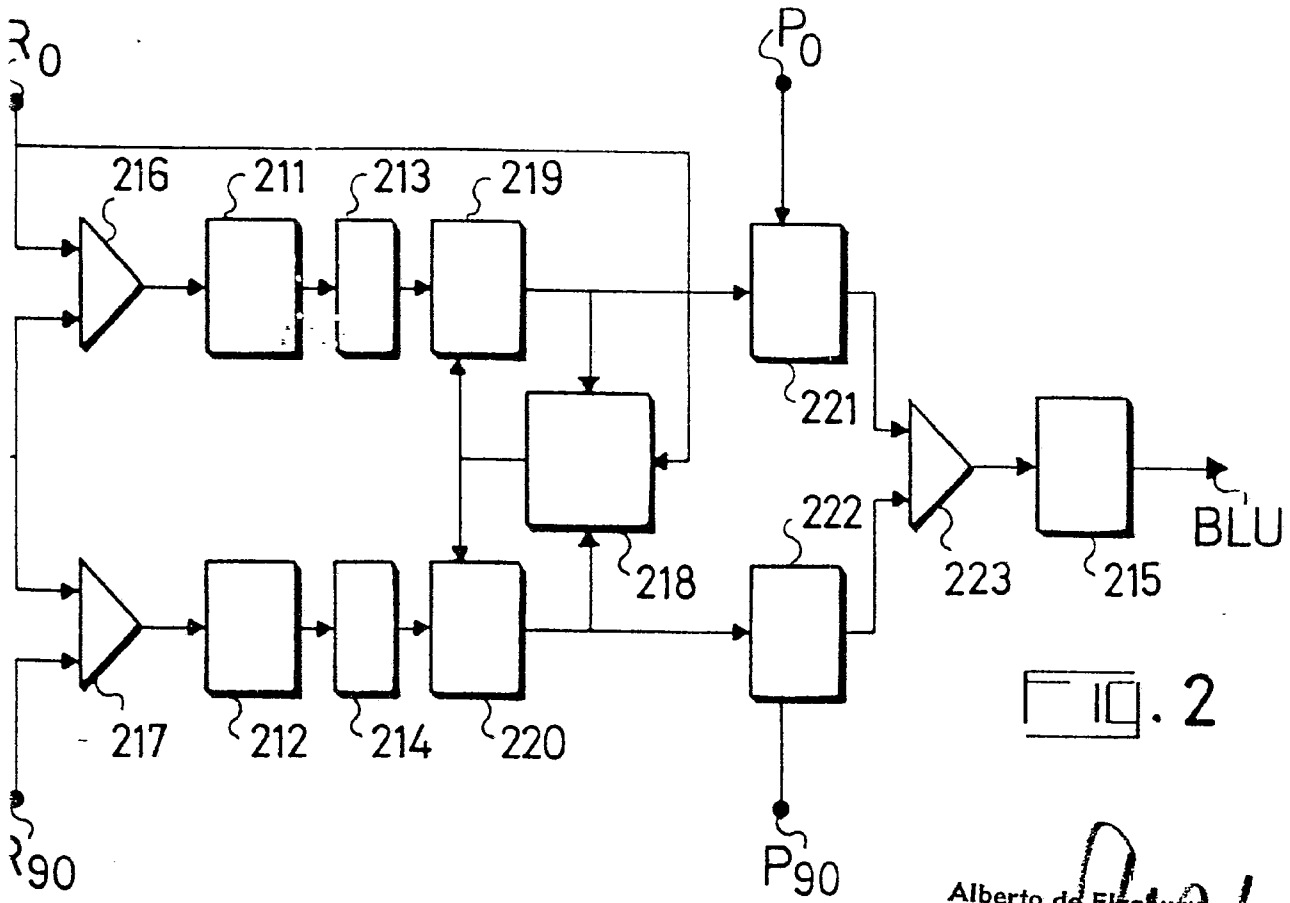
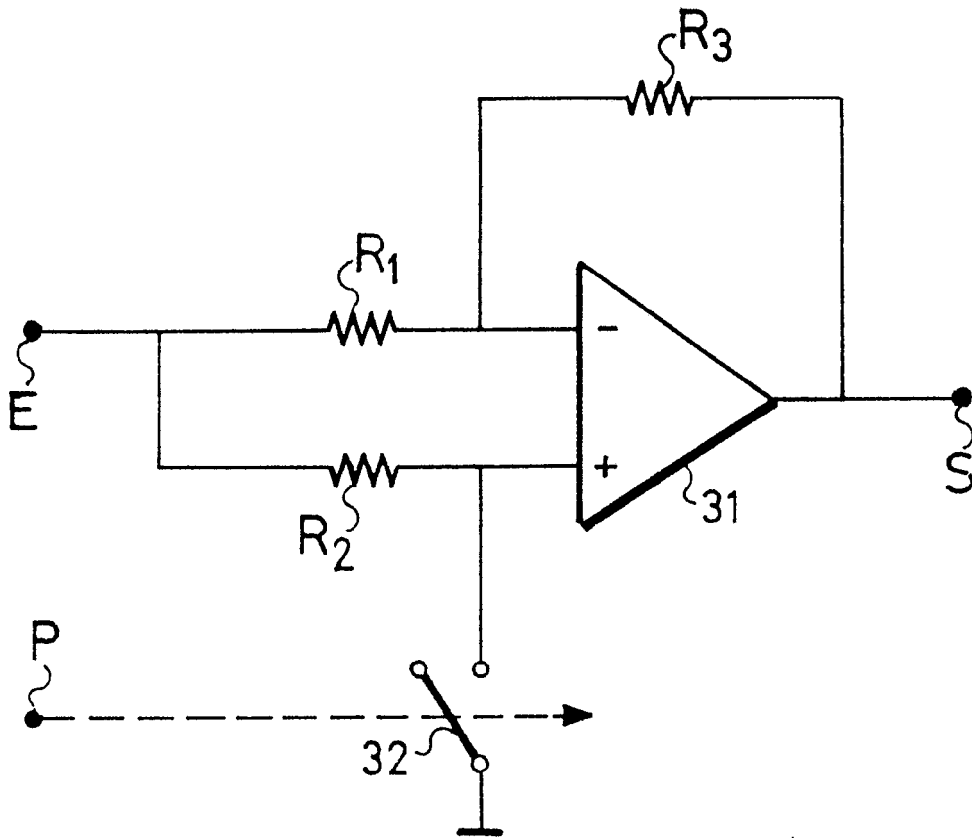


Fig. 2

Alberto de Elzaburu  
Por Poder,



□ 10 . 3

Alberto de Elzabury  
Por Poder,  
*Alberto*