

20 FEB. 1979

ES

11

NUMERO

475130

A1

21

22

FECHA DE PRESENTACION

16-NOVIEMBRE-1.978



ESPAÑA

Concedido el Registro de acuerdo con los datos que figuran en la presente descripción y según el contenido de la memoria adjunta.

PATENTE DE INVENCION

<p>30 PRIORIDADES:</p>		
<p>31 NUMERO</p> <p>77/34683</p>	<p>32 FECHA</p> <p>18-11-77</p>	<p>33 PAIS</p> <p>Francia</p>

<p>47 FECHA DE PUBLICIDAD</p>	<p>51 CLASIFICACION INTERNACIONAL</p> <p>H04Q</p>	<p>62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA</p>
-------------------------------	---	---

64 TITULO DE LA INVENCION

"RECEPTOR NUMERICO PARA SEÑALES MULTIFRECUENCIAS"

71 SOLICITANTE (S)

LE MATERIEL TELEPHONIQUE (LMT 553)

DOMICILIO DEL SOLICITANTE

46 Quai Alphonse Le Gallo, 92103 BOULOGNE-BILLANCOURT, Francia

72 INVENTOR (ES)

.....
 Claude Henri Picou

73 TITULAR (ES)

.....

74 REPRESENTANTE

DON FERNANDO DE ELZABURU MARQUEZ (P.-70.177)

MCS/.

1 El presente invento se refiere a los receptores
utilizados en los dispositivos de señalización multifre-
cuencia, especialmente entre centros telefónicos automáti-
cos. Persigue más particularmente los sistemas de conmuta-
5 ción temporal del tipo M.I.C. en los cuales la vía de pala-
bra sirve igualmente de vía de señalización.

En los dispositivos de señalización multifrecuen-
cia establecidos teniendo en cuenta las recomendaciones de
C.C.I.T.T., cada elemento del código de señalización inclu-
10 ye dos señales sinusoidales de frecuencia vocal entre q pre-
determinadas: existe, pues, $q \frac{(q-1)}{2}$ códigos distintos que
pueden representar, por ejemplo, $q \frac{(q-1)}{2}$ números decima-
les.

15 La técnica anterior describe receptores para seña-
les multifrecuencia que usan filtros y circuitos de recono-
cimiento de las frecuencias del tipo analógico; tales cir-
cuitos son de un empleo delicado, debido a los efectos de
la dispersión de los componentes, del ambiente y del enve-
jecimiento: exigen un mantenimiento importante.

20 Dado que se trata aquí de conmutación del tipo tem-
poral, es preferible recurrir a las técnicas numéricas,
puesto que las señales bifrecuencias son tratadas de la mis-
ma manera que las señales de voz.

25 Un objeto del presente invento es, pues, un recep-
tor de carácter numérico de señales multifrecuencias que
permite identificar sin ambigüedad las frecuencias de se-
ñalización a partir de las señales reales del sector de los
tiempos. Como todos los circuitos numéricos de este tipo,
tal receptor es poco sensible a los efectos de las señales
30 parásitas y, además, su regulación durante la fabricación

1

y su mantenimiento son muy fáciles.

5

Las ventajas de las técnicas numéricas son tan manifiestas, que se ha propuesto, en ciertos sistemas conocidos, que las señales multifrecuencias que se presentan en forma analógica, sean, en el curso de su recepción, previamente muestreadas y luego codificadas linealmente en forma binaria; un receptor de este tipo se ha descrito, especialmente, en la solicitud de patente francesa número 74 41 711, titulada "Receptor Numérico de Señales Multifrecuencias" y presentada el 18 de Diciembre de 1974.

10

Los medios empleados en el presente invento incluyen un dispositivo de cálculo de transformada de Fourier discreta (TFD) que convierte una sucesión de muestras reales temporales cuyas amplitudes y (k) son cuantificadas y codificadas en una sucesión de muestras de señales reales del sector de las frecuencias: tal dispositivo desempeña, pues, aquí, la misión de un conjunto de q filtros que permiten reconocer la presencia o la ausencia de dos frecuencias entre las q de la señalización.

15

20

Es siempre posible, con un calculador no especializado, efectuar esta transformación. Sin embargo, y este es precisamente el objeto principal del presente invento, la estructura particular de ciertos códigos multifrecuencias puede permitir una simplificación considerable de los cálculos y la realización de calculadores especializados que incluyen un número limitado de componentes.

25

30

Para fijar desde ahora las ideas, dicha situación se presenta, por ejemplo, con el sistema multifrecuencia SOCOTEL (M.F. SOCOTEL) que incluye, además de la frecuencia

27108

1 de control f_c a 1.900 Hz, seis frecuencias que, asociándose
 dos a dos, dan un código de quince combinaciones. Estas seis
 frecuencias se suceden en progresión aritmética de 700 a
 1.700 Hz.

5 Siendo 100 el máximo común divisor de los números
 de esta progresión, en un tiempo $T_0 = \frac{1}{\Delta F_0} = 10$ ms, se
 pueden recibir de 7 a 17 oscilaciones sinusoidales comple-
 tas. Se presiente que, efectuando un promedio sobre un tiem-
 po suficientemente largo $v T_0$, la determinación de las fre-
 10 cuencias del código resultará del cálculo de la composición
 espectral durante una sucesión de v períodos.

De una manera general, de acuerdo con el teorema
 de Shannon, en los sistemas numéricos muestreados, la fre-
 cuencia de muestreo F_E de la señal analógica tratada debe
 ser por lo menos doble de la frecuencia máxima de la banda
 15 transmitida (- o sea, 4 kHz en telefonía-), y por lo tanto,
 en un sistema MIC : $F_E = 8.000$ Hz.

Desde el principio se observa que, en el caso del
 sistema M.F. SOCOTEL, ΔF_0 es un divisor de F_E ($\frac{F_E}{\Delta F_0} = 80$),
 20 y la solución simple para determinar por utilización de la
 TFD la composición espectral de una señal temporal recibida,
 consiste en efectuar, con ayuda de un calculador, el conjun-
 to de las operaciones definidas por la relación (1)

25 (1)
$$Y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \exp - \frac{2 j k n}{N}$$

con
$$\begin{cases} N = \frac{F_E}{\Delta F_0} \\ n = 0, 1, 2 \dots \dots \dots (N-1) \\ k = 0, 1, 2 \dots \dots \dots (N-1) \end{cases}$$

30 En esta relación, $Y(n)$ representa la sucesión de

1 las muestras espectrales, k el rango de una muestra de la
 señal temporal de amplitud $y(k)$ durante el tiempo T_0 , N mi-
 5 de el número de muestras a utilizar durante el tiempo T_0 ,
 con el fin de que se puedan aislar sin ambigüedad los úni-
 cos componentes del espectro correspondiente a T_0 .

Esta última condición es satisfecha - de acuerdo
 con el criterio denominado de Nyquist similar al teorema
 de Shannon - cuando F_E es al menos igual al doble $2 f_p$ de
 la frecuencia máxima de la señal temporal.

10 En el caso del sistema M.F. SOCOTEL: $f_p = 1.700$ Hz,
 es decir $F_E > 2 f_p$, y $N = \frac{F_E}{\Delta F_0} = F_E T_0 = 80$.

Una propiedad notable de la TFD asociada al carác-
 ter periódico (T_0) de la señal temporal y (ΔF_0) del es-
 15 pectro, se lee en las dos relaciones:

$$(2) y(k) = y(k \pm mN)$$

con $m = 0, 1, 2, \dots$

$$(3) Y(n) = Y(n \pm mN)$$

relaciones que permiten, en ciertos casos, simplificar la
 20 determinación de los componentes espectrales por la rela-
 ción (1).

De una manera general, las muestras temporales se
 pueden presentar bajo la forma simbólica $y_r(k) + jy_i(k)$
 y la determinación de cada uno de los términos del segundo
 25 miembro de la relación (1) requiere, en principio, cuatro
 multiplicaciones y dos sumas con vistas a calcular $Y(n) =$
 $Y_r(n) + jY_i(n)$.

Se ve que el cálculo del conjunto de los valores
 $Y_i(n)$ e $Y_r(n)$ exige $Q(4 + 2)N^2$ operaciones.

Gracias a un algoritmo, debido entre otros a Cooley
 30 y conocido bajo el nombre de transformada de Fourier rápida

1 (TFR), es posible reducir sensiblemente Q, cuando N se escribe: $N = a^\alpha \times b^\beta \times c^\gamma \times \dots$ siendo a, b, c la sucesión de los números primos y α, β, γ de los exponentes de pequeño valor. En este caso:

5
$$Q = (4 + 2) N (a + b + c \dots).$$

La reducción es considerable cuando $N = 2^\alpha$

$$Q = (4 + 2) (2N \log_2 N)$$

A título de ejemplo, si $N = 80$, la aplicación brusca de la fórmula (1) requiere que: 4 x 6.400 multiplicaciones y 2 x 6.400 sumas.

Si se aplica el algoritmo de la TFR:

$$N = 2^4 \times 5; (\alpha a + \beta b) = 13$$

son necesarias todavía 4 x 1.040 multiplicaciones y 2 x 1.040 sumas para determinar todas las $Y_1(n)$ e $Y_2(n)$.

Pero si, por un artificio, se llega a reducir a $N_T = 16$ el número de muestras que definen la composición espectral numérica durante el tiempo $T_0 = \frac{1}{\Delta F_0} = 10$ ms, bastarán para determinar el espectro Y complejo: 4 x 128 multiplicaciones y 2 x 128 sumas, como máximo.

Las propiedades de las TFR están expuestas en "Théorie et Application de la Transformation de Fourier Rapide" por J. Lifermann (Masson - Paris 1977) y también en el capítulo 7 de "Introduction to Digital Filtering" (John Wiley and Sons - Londres - Nueva York - 1975).

Es sobre estas consideraciones donde se apoya el presente invento, cuyas realizaciones utilizan como filtro de las frecuencias de señalización un calculador especializado de la TFR.

30

Según la característica principal del invento,

1 un sistema de heterodinaje - o cambiador de frecuencia - nu-
 mérico de frecuencia local F_L situado en la proximidad del
 centro de la banda de las frecuencias de señalización, per-
 mite reducir la frecuencia máxima de la señal, y por lo tan-
 5 to la frecuencia de muestreo y el número de muestras que
 pasan a ser, respectivamente, F_T y N_T sensiblemente infe-
 riores a F_E y N_E .

Los medios del invento son aplicables cada vez que
 las q frecuencias del código están en progresión aritméti-
 ca de razón $\Delta F_i = p \Delta F_0$, siendo ΔF_0 un común divisor
 10 de F_E y ΔF_i .

La característica principal del invento puede ser
 precisada como sigue. Representando f_m la frecuencia media
 de la banda de las q frecuencias, se elige F_L con relación
 15 a f_m de tal manera, que las frecuencias transformadas $F_L - f$
 sean, en valor absoluto, múltiplos de ΔF_0 ; en esta trans-
 formación, el espectro de las q frecuencias de amplitud
 $p(q-1) \Delta F_0$ se divide en dos semi-bandas de frecuencias
 positivas y "negativas", de amplitud máxima f_p en valor ab-
 20 soluto.

Si q y p son pares, se elige $F_L = f_m$; de donde
 $f_p = \frac{p(q-1)}{2} \Delta F_0$.

Si q es par y p impar, se elige: $F_L = f_m \pm \frac{\Delta F_0}{2}$;
 de donde $f_p = \frac{p(q-1) + 1}{2} \Delta F_0$.

25 Si q es impar, se elige: $F_L = f_m$; de donde
 $f_p = \frac{p(q-1)}{2} \Delta F_0$.

En este último caso, f_m es igual a la frecuencia
 central del espectro y, si se quiere evitar tener una fre-
 cuencia transformada nula, es posible elegir: $F_L = f_m \pm \Delta F_0$
 30 de donde $f_p = \left(\frac{p(q-1)}{2} + 1 \right) \Delta F_0$.

1 La nueva frecuencia de muestreo F_T de acuerdo con el criterio de Nyquist debe ser superior a $2 f_m$.

5 Se toma para F_T un múltiplo de ΔF_0 e igualmente divisor de F_E , superior a $2 f_m$ (de preferencia el divisor inmediatamente superior), de donde: $F_T = \frac{F_E}{r}$.

El número de muestras útiles para definir el espectro en el tiempo $T_0 = \frac{1}{\Delta F_0}$ es $N_T = \frac{F_T}{\Delta F_0}$.

Para hacer comprender mejor el invento, se debe observar que:

10 - $2 f_m$ es igual (q impar; q y p pares) o superior en ΔF_0 (q par, p impar) a la amplitud del espectro de las q frecuencias;

15 - ΔF_0 es, en la mayoría de los casos, el máximo común divisor de F_E y ΔF_i ; sin embargo, en ciertas circunstancias (q par; $p = 1$), para evitar tener una frecuencia nula en el espectro transformado, se puede elegir $F_0 = \frac{\Delta F_i}{2}$ si $\frac{\Delta F_i}{2}$ es también un divisor de F_E .

20 Se constata que la ventaja principal del heterodinaje es favorecer el empleo del algoritmo TFR gracias a la reducción considerable del número de muestras necesarias.

Dos ejemplos lo prueban:

- Sistema M.F. SOCOTEL:

25 $F_E = 2^6 \times 5^3$; $q = 6$; $\Delta F_0 = 100$ Hz; $p = 2$; $F_L = 1200$ Hz después del heterodinaje $f_m = 500$ Hz; por lo tanto $F_T > 1.000$ Hz. Se elige para F_T el divisor de F_E inmediatamente superior a 1.000, o sea 1.600, de donde:

$$N_T = \frac{1600}{100} = 16 \quad \text{y} \quad \frac{F_E}{F_T} = r = 5.$$

- Sistema R_2

30 Este sistema posee dos códigos diferentes para las

1 señalizaciones "hacia delante" y "hacia atrás"; las seis
frecuencias de cada uno de los códigos están en progresión
aritmética de razón $\Delta F_i = 120$ Hz; el máximo común divisor
de estas seis frecuencias y de $F_E = 8.000$ Hz es igual a
5 $\Delta F = 20$ Hz.

Se observa entonces que el máximo común divisor de
 ΔF_i y F_E es 40 Hz = $\frac{\Delta F_i}{3} = \Delta F_0$

Se elige F_L de tal manera que esté alejada de una
de las frecuencias centrales de ΔF_0 - que es, pues, el
10 máximo común divisor de F_E y de las seis frecuencias trans-
formadas por heterodinaje --.

En el sistema R_2 , las seis frecuencias de señali-
zación "hacia delante" están escalonadas de $f_0 = 1,380$ Hz
a $f_5 = 1.980$ Hz.

15 Tomando $F_L = 1.700$ Hz, las seis frecuencias trans-
formadas pasan a ser $320, 200, 80, -40, -160, -280$ Hz, múl-
tiplos de ΔF_0 , de donde los valores de T_0, F_T y N_T :

$$T_0 = \frac{1}{\Delta F_0} = 25 \text{ ms}$$

20 $F_T > 2 \times 320$ Hz, o sea: $F_T = 800$ Hz = $\frac{F_E}{10}$

$$N_T = \frac{800}{40} = 20 = 2^2 \times 5$$

En ausencia del dispositivo según el invento, hu-
biera sido necesario tomar $N = \frac{8.000}{20} = 400$.

25 La ventaja del procedimiento según el invento es,
pues, en este caso, todavía más evidente que en el caso del
sistema M.F. SOCOTEL.

30 Conviene aquí hacer una observación sobre la apa-
rición de las frecuencias transformadas "negativas" que re-
sultan del heterodinaje. La relación general (1) que defi-
ne la TFD no hace intervenir más que frecuencias positivas

1 $n \Delta F_0$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$) con $N \Delta F_0 = F_E$. Sin embargo,
 gracias al carácter periódico ($T_0 = \frac{1}{\Delta F_0}$) de la señal
 temporal y conforme a la relación (3) la diferencia no es
 5 más que aparente y es fácilmente suprimida porque las fre-
 cuencias "negativas" $-n_r \Delta F_0$ obtenidas por aplicación del
 heterodinaje se encuentran de hecho en sustitución de
 $(N - n_r) \Delta F_0$.

10 En el ejemplo del sistema F.M. SOCOTEL, las compo-
 nentes espectrales de frecuencias negativas - 500, - 300 y
 -100 Hz de rangos "negativos" -5, -3 y -1 son transpuestas
 aumentando su rango en $N_T = 16$.

De esta manera, las seis frecuencias del espectro
 entre + 500 y -500 Hz estarán asociadas, respectivamente, a
 los valores de n : 5, 3, 1, 15, 13 y 11.

15 Hasta ahora se ha enunciado la característica for-
 mal del dispositivo de heterodinaje sin precisar su natura-
 leza, que está en relación con el carácter de impulsos pe-
 riódicos de amplitudes cuantificadas de las señales tempora-
 les tratadas. El dispositivo de heterodinaje ha sido consi-
 20 derado como un multiplicador simbólico de las señales tempo-
 rales por la cisoida $\exp(j2\pi F_L t)$, lo que permite hacer apa-
 recer las frecuencias $F_L - f$, representando f las frecuen-
 cias del código multifrecuencia.

25 Para la realización práctica de un dispositivo de
 heterodinaje funcional, se está obligado a definir otras
 dos características del invento, que resultan de las consi-
 deraciones que sigue.

La fase $2\pi F_L t$ debe ser definida por un muestreo a
 la frecuencia F_E ; es necesario, pues, cuantificar el tiem-
 30 po t bajo la forma $\frac{k}{F_E}$ y escribir:

1 $\phi = 2\pi k \frac{F_L}{F_E}$ (k: sucesión de los números enteros).

Prácticamente $\frac{F_L}{F_E}$ puede ser transformada en una fracción irreductible $\frac{g}{h}$,

5 de donde: $\phi = 2\pi k \frac{g}{h}$. La cisoides $\exp(j2\pi g \frac{k}{h})$ recoge periódicamente los mismos valores reales e imaginarios (cos y sen) cuando k varía entre 0 y h-1, h y 2h-1, ... (s-1)h y sh-1.

Si se toma el ejemplo del sistema M.F. SOCOTEL:

10 $F_L = 1200$ Hz; $F_E = 8000$ Hz; $h = 20$ y $g = 3$

Se obtienen todos los valores útiles de ϕ formando la sucesión

$$\frac{3\pi}{10} \times 0, \frac{3\pi}{10} \times 1 \dots \dots \frac{3\pi}{10} \times 18, \frac{3\pi}{10} \times 19.$$

15 Puesto que el sistema F.M. SOCOTEL está definido en un período $T_0 = 10$ ms correspondiente a $N = 80$ muestras ($s = 4$), la sucesión precedente se utiliza cuatro veces en cada período T_0 .

20 Si para la exposición, la multiplicación simbólica por $\exp(j\phi)$ es de un uso cómodo, es necesario, para la aplicación del invento, calcular separadamente los h valores de $\cos \phi$ y los h valores de $\sin \phi$. Dado que se trata, una vez que se han elegido F_E y F_R , de valores fijos, son, según otra característica del invento, inscritos sobre dos tablas realizadas en forma de memorias matriciales permanentes - o

25 incluso memorias muertas - correspondiendo cada una de las h filas a un valor o dirección del ángulo ϕ y llevando los puntos de cruce de cada fila con las l columnas los "bitios" que definen el valor de $\sin \phi$ (o $\cos \phi$) expresado en numérica binaria.

30 l debe ser igual o menos igual que el número de ni-

1 veles que miden la amplitud cuantificada de las muestras temporales de la señal de entrada.

5 Según técnicas conocidas, los trenes de muestras temporales pasan a la frecuencia F_E antes las filas de direcciones; para cada dirección, un circuito multiplicador dá el producto del valor numérico $y(k)$ de la muestra para el valor numérico $\sin \phi$ (o $\cos \phi$).

10 Volviendo a las notaciones analógicas - para simplificar las posiciones - es necesario señalar todavía que los dos conjuntos de circuitos multiplicadores por $\sin \phi$ y $\cos \phi$ dan en su salida, para cada componente del código A_f $\sin 2\pi f t$ los productos: $P_C = A_f \sin 2\pi f t \cos 2\pi F_L t$;

$$\text{y } P_S = A_f \sin 2\pi f t \sin 2\pi F_L t;$$

siendo f una de las frecuencias de la señalización.

15 De acuerdo con las identidades trigonométricas conocidas:

$$P_C = \frac{1}{2} \sin 2\pi (F_L - f)t + \sin 2\pi (F_L + f)t$$

$$P_S = \frac{1}{2} \cos 2\pi (F_L - f)t - \cos 2\pi (F_L + f)t$$

20 a la salida de cada uno de los conjuntos de circuito multiplicadores aparecen, pues, las frecuencias "suma" del heterodinaje.

25 Si se vuelve a tomar el ejemplo del sistema M.F. SOCOTEL, estas frecuencias "sumas" valen: 1.900, 2.100, 2.300, 2.500 y 2.900 Hz. Es necesario, pues, antes de determinar, gracias al calculador del algoritmo TFR, la presencia de las dos frecuencias de señalización, eliminar estas componentes "suma" y eliminar igualmente señales de frecuencias indeseables que corresponden especialmente a las de armónicos de una u otra de las frecuencias de la se-

30

1 realización recibida, estando definido este nivel máximo de armónicos por las especificaciones del sistema.

5 Para hacerlo, según otra característica del invento, se introduce entre el dispositivo de heterodinaje y el calculador de la TFR, dos filtros numérico/pasabajos del tipo recursivo que funcionan con una frecuencia de muestreo F_E , siendo los dos filtros idénticos y estando colocados, respectivamente, a la salida de los multiplicadores que dan $A_f \text{ sen } 2\pi f t \text{ cos } 2\pi F_L t$ y $A_f \text{ sen } 2\pi f t \text{ sen } 2\pi F t$.

10 El perfil del debilitamiento de estos filtros es tal, que la frecuencia máxima f_p de la banda pasante, de atenuación máxima A_{max} , sea igual a la frecuencia más elevada del espectro transformado por heterodinaje, y que la frecuencia mínima f_s de banda atenuada, de atenuación mínima A_{min} sea igual a la frecuencia más baja del espectro "suma" resultante del heterodinaje.

En el caso considerado del sistema M.F. SOCOTEL:
 $f_p = 500 \text{ Hz}$ y $f_s = 1.900 \text{ Hz}$.

20 Se hace elección, de preferencia, por razones de economía de componentes y de facilidad de realización, de un filtro denominado "de comportamiento de Tchebycheff tipo I" cuya atenuación oscila entre 0 y A_{max} en la banda pasante y aumenta de manera monótona de A_{min} al infinito de f_s a $\frac{F_E}{2}$ (pudiendo ser determinadas A_{max} y A_{min} a partir de las especificaciones del sistema).

25 Según otra característica secundaria del invento, se puede, para eliminar ciertas componentes espectrales insuficientemente atenuadas, hacer seguir los primeros filtros recursivos por dos filtros auxiliares que funcionan a la frecuencia de muestreo transformada F_T (o incluso $2F_T$

1 si $2F_T$ es un divisor de F_E).

5 El invento será mejor comprendido y otras características, objetos y ventajas se desprenderán de la descripción siguiente, que reace, en primer lugar, sobre un receptor para sistema M.F. SOCOTEL y a continuación sobre un receptor para el sistema R_2 ; esta descripción, está ilustrada por los dibujos anejos, en los cuales:

10 - la figura 1 es un esquema explicativo de los cambios de señalización multifrecuencia entre centros telefónicos automáticos;

- la figura 2, el esquema general de un receptor según el invento;

- la figura 3, el esquema de un filtro numérico pasabajos recursivo y dos curvas de atenuación/frecuencia;

15 - la figura 4, el esquema de organización de un calculador TFR para $N = 16$;

- la figura 5, el esquema de organización de un calculador TFR para $N = 20$.

Aplicación al sistema de M.F. SOCOTEL

20 Este sistema se utiliza para los cambios de señalización entre centros telefónicos automáticos unidos entre sí por circuitos de dos hilos o cuatro hilos. Se refiere aquí solo a las señales denominadas de registradores que aseguran la transmisión de las informaciones apropiadas a la conmutación, así como a la naturaleza y al estado de las líneas de abonados. Es del tipo "solicitante atendido".

25 El código, en el caso de la utilización en tráfico internacional, comprende dos frecuencias (en Hertz) entre seis: $f_0 = 700$; $f_1 = 900$; $f_2 = 1.100$; $f_4 = 1.300$; $f_7 = 1.500$; $f_{11} = 1.700$.

1 El sistema incluye, además, una frecuencia de control $f_c = 1.900$ Hz que asegura la subordinación.

5 El esquema de la figura 1 permite comprender el mecanismo de los cambios sobre cuatro hilos entre dos puestos (por ejemplo registradores), uno de aguas arriba: 1-1, y otro de aguas abajo; 1-2, que incluyen cada uno un emisor de frecuencias y un receptor. Si 1-2 emite una señal hacia atrás, hacia 1-1, según la flecha 1-3, el puesto 1-1, después del reconocimiento de esta señal, emite hacia delante según la flecha 1-4, la frecuencia de control f_c que, reconocida por 1-2, le asegura que la señal hacia atrás según la flecha 1-3 ha sido recibida por 1-1 y detiene la emisión; al comprobar 1-1 este hecho, detiene a su vez la emisión de la frecuencia f_c .

15 Si 1-1 emite una señal hacia delante según la flecha 1-5, 1-2, si la reconoce, emite hacia atrás la frecuencia f_c según la flecha 1-6 y el proceso de cambio es el mismo que anteriormente.

20 1-1 y 1-2 utilizan, pues, los mismos códigos de señales, estando asegurada la subordinación por f_c sola, porque los circuitos están dispuestos de tal manera, que en ningún caso una recepción de f_c por uno de los puestos va seguida por la emisión de la misma frecuencia por el otro.

25 De acuerdo con las especificaciones del sistema, el nivel de emisión de cada una de las frecuencias debe ser inferior a un nivel absoluto de $-0,8$ Neper (7dBm) y los armónicos de cada una de las frecuencias deben tener un índice limitado a 10% para el conjunto de los armónicos y de 5% para el primer armónico.

30 Estas limitaciones tienen su importancia para la

1 recepción, en que los niveles de los parásitos posibles deben ser inferiores a ciertos valores.

La tolerancia sobre el valor de cada una de las frecuencias del código y de f_c es de ± 6 Hz.

5 En la recepción, los niveles absolutos de las seis frecuencias del código deben estar comprendidos entre los límites definidos por las desigualdades: $-0,5$ Neper (-4 dBm) $> \text{Nivel} > -3,9$ Neper (-34 dBm). El nivel relativo entre dos frecuencias cualesquiera del código debe ser, a lo sumo, igual a $0,8$ Neper (7 dB).

10 Para limitar la acción de los parásitos, especialmente los armónicos de las señales emitidas o las señales indeseables creadas por el dispositivo de recepción, el funcionamiento del receptor debe ser interrumpido por debajo de un umbral de -5 Neper (-44 dBm) o sea -40 dB por debajo del nivel máximo de -4 dBm.

15 En lo que concierne a la frecuencia F_c , su nivel debe estar definido por las desigualdades:

20 $-0,5$ Neper (-4 dBm) $> \text{Nivel} > -3,8$ Neper (-33 dBm) y el umbral de corte vale: $-4,8$ Neper (-42 dBm) o sea -38 dB por debajo del nivel máximo de -4 dBm.

25 Otra condición debe ser satisfecha en la recepción: el funcionamiento del receptor debe permanecer correcto, si las frecuencias recibidas difieren de ± 20 Hz de su valor nominal.

30 La organización del receptor según el invento, aplicada al sistema M.F. SOCOTEL, está representada en el esquema de la figura 2. Se vuelven a ver en este esquema las notaciones literales ya adoptadas en los ejemplos que ilustran el enunciado de las características.

1 Las muestras de la señal temporal, a razón de F_E
 por segundo (8.000 Hz) que llevan las informaciones de am-
 plitud expresadas numéricamente llegan en 2-1; estas mues-
 tras incluyen, bien ruido, bien las informaciones útiles de
 5 señalización compuestas de señales sinusoidales de dos fre-
 cuencias entre las q (=6) de f_0 a f_{11} acompañadas de sus ar-
 mónicos, bien todavía - si se anticipa sobre el paso de cua-
 tro hilos a dos hilos - la frecuencia f_c de control (1900 Hz).

10 Las señales en línea a tratar son previamente des-
 comprimidas y luego entran en un conjunto de cálculo 2-2
 que asegura el heterodinaje, multiplicando simbólicamente
 estas señales por la cisoida $\exp(j2\pi k \frac{F_L}{F_E}) = \exp(j\phi)$,
 siendo F_L la frecuencia local. Como es necesario tener en
 la realidad simultáneamente $\sin \phi$ y $\cos \phi$ en valores numé-
 15 ricos muestreados, 2-2 incluye dos memorias muertas 2-21 y
 2-22 que tienen h (=20) direcciones de fase de 0 a $\frac{2\pi g}{h}$
 ($h-1$) o sea, en este caso, de 0 a $\frac{2\pi \times 3}{20} \times 19$; en cada di-
 rección, los valores de $\sin \frac{2\pi g}{h} \times d$ (d comprendido entre
 0 y 19) son inscritos numéricamente con la precisión desea-
 20 da, e igualmente, los veinte valores de $\cos \frac{2\pi g}{h} \times d$.

Las señales numéricas muestreadas a la frecuencia
 F_E circulan ante las direcciones en s secuencias ($s = 4$)
 que incluyen, cada una, h muestras sucesivas ($h = 20$); pa-
 sando sh muestras ($sh = 80$) durante el período de $T_0 = \frac{1}{\Delta F_0}$
 25 10 ms que define completamente la señal de entrada. Según
 medios conocidos simbolizados en 2-23 y 2-24 por el signo
 (X), el valor numérico de cada muestra entrante es multipli-
 cado por el valor de $\sin \phi$ y $\cos \phi$ que corresponden a su
 rango k . Los medios 2-23 y 2-24 deben asegurar $2N = 160$ mul-
 30 tiplicaciones en 10 ms.

1

5

A la salida del conjunto de cálculo 2-2, es necesario eliminar los componentes "suma" del heterodinaje gracias al conjunto 2-3 que incluye dos filtros numéricos pasabajos similares 2-31 y 2-32, que da, respectivamente, en sus salidas, en valores muestreados a la frecuencia $F_E = 8.000$ Hz.

$$\begin{aligned} \sum & \text{ sen } 2\pi \frac{F_L - f}{F_E} + \text{parásitos residuales} \\ \sum & \text{ cos } 2\pi \frac{F_L - f}{F_E} + \text{parásitos residuales} \end{aligned}$$

10

siendo f una cualquiera de las dos frecuencias de las señales numéricas que llegan a 2-1.

15

2-31 y 2-32 son aquí fil filtros numéricos pasabajos del tipo recursivo con comportamiento de Tchebycheff tipo I del 2º orden, cuya atenuación oscila entre 0 y 3 dB en la banda pasante (0 a 500 Hz) y aumenta de manera monótona en la banda atenuada de 32 dB ($f_0 + F_L = 1.900$ Hz) a 50 dB ($f_c + F_L = 3.100$ Hz).

20

La estructura de 2-31 y 2-32 será detallada más adelante (figura 3).

25

En la salida de 2-31 y 2-32, contadores por 5 (2-41 y 2-42) permiten no tomar más que una muestra cada 5, de tal manera que la señal numérica es determinada completamente sin ambigüedad durante un tiempo $T_0 = \frac{1}{\Delta F_L} = 10$ ms con ayuda solamente de $N_T = \frac{N}{5} = 16$ muestras, o sea una frecuencia de muestreo reducida de $F_T = N_T \Delta F_0 = 1.600$ Hz.

30

En ciertos casos, para eliminar parásitos todavía insuficientemente atenuados, especialmente en la banda de transición (entre 500 Hz y 1.900 Hz), puede ser necesario hacer seguir a 2-41 y 2-42 de dos filtros auxiliares 2-51

1 y 2-52, de la misma naturaleza que 2-31 y 2-32, pero que funcionan a la frecuencia de muestreo de $F_T = 1.600$ Hz.

5 Según el caso, las salidas de 2-41 y de 2-42, o de 2-51 y 2-52, son aplicadas en los N_T pares de entrada de un conjunto 2-6 que trata el algoritmo de la TFR en dos cálculos asociados, simbolizados por 2-61 y 2-62. A la salida de cada uno de los cálculos, q salidas de rangos conocidos llevan a 2-61 los valores numéricos $A_f \text{ sen } \phi_f$ y a 2-62: $A_f \text{ cos } \phi_f$.

10 En 2-7, multiplicadores 2-71 y 2-72 permiten efectuar, respectivamente, los productos $A_f^2 \text{ sen}^2 \phi_f$ y $A_f^2 \text{ cos}^2 \phi_f$ que son sumados para los rangos correspondientes en q circuitos de adición 2-8 que dan los valores numéricos A_f^2 deseados. A la salida de 2-8, seis multiplicadores por α_0 , $\alpha_1 \dots \alpha_{11}$ permiten corregir los efectos de los filtros 2-31 y 2-32 en la banda pasante; en el caso considerado: $\alpha_0 = \alpha_2 = \alpha_4 = \alpha_{11} = 2$ corresponden a las frecuencias f_0, f_2, f_4 y f_{11} ; α_1 y α_7 no han de ser tomados en consideración, puesto que la atenuación es nula para f_1 y f_7 .

20 En caso de recepción de un código de dos frecuencias entre seis, este código es determinado por los rangos respectivos de las dos frecuencias.

25 Un circuito de lógica decisional 2-9 permite validar los pares de señales en la salida de 2-8, y asegurarse de que sus niveles absolutos o relativos entran efectivamente dentro de los límites ya definidos por las especificaciones del sistema.

30 La tabla A de la página 20, en su parte a resume en tres columnas las operaciones efectuadas por el dispositivo de la figura 2 y los resultados obtenidos, habida

1 cuenta de la curva de respuesta de los filtros de la figura 3, que serán estudiados más adelante.

5 La primera columna a partir de la izquierda representa las señales sinusoidales de frecuencias f_0 a f_{11} y de frecuencia f_c multiplicada simbólicamente por la cisoide $\exp(j2\pi k \frac{F_L}{F_E})$ ($F_L = 1.200$ Hz) muestreadas a la frecuencia F_E ;

10

15

20

25

30

TABLA A

f (Hz)	a			b			c		
	Filtración F _L - f (Hz)	dB	TFR N _T = 16 F _T = 1600 Hz	Filtración F _L - 2f (Hz)	dB	TFR N _T = 16 F _T = 1600 Hz	Filtración F _L - 3f (Hz)	dB	TFR N _T = 16 F _T = 1600 Hz
			n			n			n
f ₀ = 700	500	-3	5	f ₀ = 700	0	14	f ₀ = 700	-15	7
f ₁ = 900	300	0	3	f ₁ = 900	-7	10	f ₁ = 900	-26	1
f ₂ = 1100	100	-2,6	1	f ₂ = 1100	-18	6	f ₂ = 1100	-35	11
f ₄ = 1300	-100	-2,6	15	f ₄ = 1300	-25	2	f ₄ = 1300	-43	5
f ₇ = 1500	-300	0	13	f ₇ = 1500	-31	14	f ₇ = 1500	-55	15
f ₁₁ = 1700	-500	-3	11	f ₁₁ = 1700	-36	10	f ₁₁ = 1700	-90	9
f _c = 1900	-700	-10	9	f _c = 1900	-42	6	f _c = 1900	-59	3
Heterodinaje F _L + F _E exp(j2πk _{F_L}) F _E	F _L + F	dB		Heterodinaje F _L + 2f	dB		Heterodinaje F _L + 3f	dB	
F _L = 1200 Hz	1900	-32	3	2600	-42		3300	-55	1
F _E = 8000 Hz	2100	-35	5	3000	-50		3900	-90	7
	2300	-37	7	3400	-57		-3500	-59	13
	2500	-41	9	-3800	-70		-2900	-47	3
	2700	-43	11	-3800	-70		-2300	-38	9
	2900	-47	13	-3400	-57		-1700	-29	15
	3100	-50	15	-3000	-49		-1100	-19	5

1

TABLA A

a				b				
f	Filtración		TFR N _T = 16 F _T = 1600 Hz	Harmonico 2		Filtración		T N _T F _T 16
(Hz)	F _L - F (Hz)	dB	n	2f (Hz)		F _L - 2f (Hz)	dB	
f ₀ = 700	500	-3	5	f ₀ = 700 1400		- 200	0	
f ₁ = 900	300	0	3	f ₁ = 900 1800		- 600	-7	
f ₂ = 1100	100	-2,6	1	f ₂ = 1100 2200		- 1000	-18	
f ₄ = 1300	- 100	-2,6	15	f ₄ = 1300 2600		- 1400	-25	
f ₇ = 1500	- 300	0	13	f ₇ = 1500 3000		- 1800	-31	
f ₁₁ = 1700	- 500	-3	11	f ₁₁ = 1700 3400		- 2200	-36	
f _c = 1900	- 700	-10	9	f _c = 1900 3800		- 2600	-42	
Heterodinaje exp(j2πk _F F _L F _E)	F _L + F (Hz)	dB		Heterodinaje		F _L + 2f (Hz)	dB	
F _L = 1200 Hz F _E = 8000 Hz	1900	-32	3			2600	-42	
	2100	-35	5			3000	-50	
	2300	-37	7			3400	-57	
	2500	-41	9			- 3800	-70	
	2700	-43	11			- 3800	-70	
	2900	-47	13			- 3400	-57	
	3100	-50	15			- 3000	-49	

10

15

20

25

30

b			c							
Harmonico 2			Filtración		TFR $N_T = 16$ $F_T = 1600$ Hz	Harmonico 3		Filtración		TFR $N_T = 16$ $F_T = 1600$ Hz
2f (Hz)		$F_L - 2f$ (Hz)	dB	n	3f (Hz)		$F_L - 3f$ (Hz)	dB	n	
$f_0 = 700$	1400	- 200	0	14	$f_0 = 700$	2100	- 900	- 15	7	
$f_1 = 900$	1800	- 600	- 7	10	$f_1 = 900$	2700	- 1500	- 26	1	
$f_2 = 1100$	2200	- 1000	-18	6	$f_2 = 1100$	3300	- 2100	- 35	11	
$f_4 = 1300$	2600	- 1400	-25	2	$f_4 = 1300$	3900	- 2700	- 43	5	
$f_7 = 1500$	3000	- 1800	-31	14	$f_7 = 1500$	4500	- 3300	- 55	15	
$f_{11} = 1700$	3400	- 2200	-36	10	$f_{11} = 1700$	5100	- 3900	- 90	9	
$f_c = 1900$	3800	- 2600	-42	6	$f_c = 1900$	5700	+ 3500	- 59	3	
<u>Heterodinaje</u> →			$F_L + 2f$ (Hz)	dB	<u>Heterodinaje</u> →		$F_L + 3f$ (Hz)	dB		
		2600	-42				3300	- 55	1	
		3000	-50				3900	- 90	7	
		3400	-57				- 3500	- 59	13	
		- 3800	-70				- 2900	- 47	3	
		- 3800	-70				- 2300	- 38	9	
		- 3400	-57				- 1700	- 29	15	
		- 3000	-49				- 1100	- 19	5	

1 la segunda columna, los niveles relativos de las señales de frecuencia transformadas $F_L - f$ y $F_L + f$ a la salida de los filtros 2-31 y 2-32.

5 La tercera columna dá los valores de n (es decir, el rango de las salidas de 2-8) que caracterizan entre los N_T cada una de las frecuencias ($F_L - f$) (por consiguiente f) y los valores de n de las componentes "suma" ($F_L + f$) que pueden parasitar el funcionamiento del dispositivo de reconocimiento de los códigos, resultando estos últimos valores de n de la relación (3) $Y(n) = Y(n \pm mN_T)$.

10 Por el exámen de esta tabla, se comprueba que las únicas señales de frecuencia $F_L + f$ que están a un nivel superior al nivel máximo de -38 dBm definido por las especificaciones, son las tres primeras. Sin embargo, 2.300 Hz (= $1.200 + 1.100$) corresponden a un rango $n = 7$ que no figura entre los rangos "útiles"; en cuanto a las señales "parasitas" de 1.900 y 2.100 Hz de rangos respectivos 3 y 5, aparecen al mismo tiempo que las señales correspondientes "útiles" 500 y 300 Hz de rangos respectivos 5 y 3, pero sus niveles son tales, que no aportan ninguna perturbación sensible, en tanto que no sean validados por el circuito de lógica decisional 2-9.

15 La tabla A, en su parte b, muestra en tres columnas cómo se sitúan en niveles y en rangos n los armónicos 2 de las frecuencias f_0 a f_{11} y f_c después del conjunto de transformaciones de la señal de entrada.

20 El rango de los armónicos transformados está dado siempre por la relación 3 : $Y(n) = Y(n \pm mN_T)$.

25 Las componentes "suma" ($F_L + 2f$) tienen todos niveles inferiores a -42 dBm y no han de ser consideradas por

1 lo tanto como señales perturbadoras. Se observa, inciden-
 talmente, que se toma como frecuencia $F_L + 2f$, si $F_L + 2f <$
 F_E y $F_L + 2f - F_E$ en el caso contrario; esta es una conse-
 5 cuencia de las propiedades de los filtros numéricos recur-
 sivos.

Se constata que los rangos n de los armónicos 2
 transformados son números pares, mientras que los rangos
 n "útiles" (véase la parte a) son números impares. No hay,
 pues, en principio, ninguna perturbación aportada por los
 10 armónicos 2 de las frecuencias de entrada.

Sin embargo, de acuerdo con las especificaciones
 del sistema M.F. SOCOTEL, el receptor debe funcionar co-
 rrectamente cuando la dispersión Δf de las frecuencias
 recibidas es de ± 20 Hz alrededor de los valores nominales;
 15 esta dispersión puede originar un desplazamiento del rango
 par del armónico hacia el rango impar inmediatamente supe-
 rior o inferior. Pero, habida cuenta de las características
 del receptor según el invento, la amplitud de la perturba-
 ción es igual a $\frac{\Delta f}{\Delta F_0} = \Delta f T_0$, o sea, en este caso: $\frac{20}{100}$
 20 (o sea, -14 dB en nivel).

Según las especificaciones del sistema, el nivel
 de cada armónico 2 en la entrada es inferior a - 26 dB y,
 por consiguiente, el valor máximo de los parásitos asocia-
 dos a estos armónicos sigue siendo inferior al umbral de - 40
 25 dB.

La Tabla A (página 20), en su parte c, muestra
 en tres columnas cómo se sitúan en niveles y en rangos n
 los armónicos de las frecuencias f_0 a f_{11} y f_c después del
 conjunto de las transformaciones de la señal de entrada.

30 En esta tabla, las frecuencias $F_L - 3f$ son "nega-

1 tivas" hasta la transformada de $3 f_{11}$; la transformada de
3 $3f_c$: sea $F_L - 3f_c = 4.500$ Hz superior en módulo a 4.000 Hz
en aplicación de las propiedades de los filtros numéricos
recursivos, es desplazada en $+ F_E$, para dar $F_E - (F_L - 3f_c) -$
5 = 3.500 Hz.

Igualmente, las frecuencias "suma" : $F_L + 3f$, una
vez que rebasan 4.000 Hz, son desplazadas en $-F_E$.

Los rangos n de estos armónicos transformados en
la salida del calculador TFR son establecidos igualmente
10 utilizando la relación (3).

Si se supone que el nivel de armónico 3 para cada
frecuencia de entrada es inferior a -26 dB, se observa que
el armónico en el rango n = 7 no es inconveniente, porque
ninguna señal "útil" en la salida del calculador TFR está
15 en este rango (véase la parte a de la tabla). El armónico
3, eventualmente inconveniente, está en el rango 1, pero su
nivel está en el nivel - (26 + 26) dB = -52 dB, netamente
inferior al umbral de -40 dB.

El filtro pasabajos numérico del tipo recursivo
20 está representado esquemáticamente en la figura 3.

Es conocido, para hacer la síntesis de dicho fil-
tro, definir el filtro clásico que tiene la misma curva de
amplitud que la función de transferencia /G/ definida de
manera continua para toda frecuencia de la banda considera-
25 da.

Si se tienen en cuenta las analogías que se pueden
hacer aparecer entre las funciones temporales continuas y
las mismas funciones muestreadas a la frecuencia F_E , los
filtros que conciernen a las primeras pueden ser estudia-
30 dos haciendo intervenir el símbolo s de la transformada de

1 Laplace, representando s^{-1} una integración, haciendo inter-
venir los filtros numéricos que actúan sobre las segundas
una variable z^{-1} que corresponde a un retardo $\tau = \frac{1}{F_e}$.

5 La función de transferencia de un filtro "conti-
nuo" se presenta bajo la forma de una función racional con
coeficientes reales, cuyo numerador y denominador, polino-
mios en s , son, bien raíces reales, bien pares de raíces
conjugadas; los polos y los ceros de esta función están re-
presentados en el plano s en coordenadas cartesianas, lle-
vando el eje y , o eje imaginario, las frecuencias f .

10 La función de transferencia de un filtro numérico
se presenta igualmente en forma de una función racional en
que $s = jf$ está sustituida por $z = \exp(j2\pi \frac{F}{F_E})$, repre-
sentando F las frecuencias en el plano z .

15 Utilizando la variable reducida $p = \frac{s}{2F_E}$, se estable-
ce las relaciones:

$$p = \frac{1-z-1}{1+z-1}$$

$$\text{y } j\text{tg}\left(2\pi \frac{F}{2F_E}\right) = \frac{1-z-1}{1+z-1}$$

20 Existe, pues, transformación en el plano z de los
ceros y polos de la función de transferencia de un filtro
numérico representado en el plano s ; por otra parte, las
frecuencias que, en el plano s , están representadas sobre
el eje imaginario por bandas sucesivas de amplitud F_E cen-
tradas sobre $\pm nF_E$ ($n : 0, 1, 2, \dots, \infty$) están situadas en
25 el plano z^{-1} sobre la circunferencia del círculo de radio 1,
encontrándose las frecuencias $F \pm nF_E$ en el mismo punto que
la frecuencia F .

30 Gracias a esta transformación, $s \leftrightarrow z^{-1}$ se puede
hacer la síntesis de un filtro numérico, partiendo de un

1 filtro continuo cuya curva de respuesta, en módulo, corresponde a la que se desea obtener para el filtro numérico.

Es cómodo recurrir a los filtros de comportamiento denominado "de Tchebycheff" cuyo cálculo y realización son fáciles y que, a igualdad de circunstancias por lo demás, tienen una zona de transición de pendiente elevada.

La curva de respuesta del filtro pasabajos continua de Tchebycheff del tipo I de orden n está definida por:

$$10 \quad /G/2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(x)} \quad (\text{relación 4})$$

donde $x = \frac{f}{f_p}$, siendo f_p la frecuencia de corte.

Para el cálculo del filtro numérico, x está sustituida por

$$15 \quad \frac{\text{tg}(2\pi \frac{F}{2F_E})}{\text{tg}(2\pi \frac{F_P}{2F_E})}$$

C_n : polinomio de Tchebycheff de grado n , se puede escribir:

$$C_n = \cos(n \text{ Arc } \cos x) \text{ para } 0 < |x| < 1$$

$$\text{y } C_n = \text{ch}(n \text{ Arc } \text{ch } x) \text{ para } |x| > 1$$

En la banda pasante: $(-f_p \text{ a } f_p) /G/2$ varía, pues, de 1 a

$$20 \quad \frac{1}{1 + \epsilon^2}$$

y más allá de $|f_p|$, $/G/2$ disminuye de manera monótona de

$$\frac{1}{1 + \epsilon^2} \text{ a } 0 \text{ para } F = \pm \frac{F_E}{2}.$$

Las bandas de transmisión del filtro están, pues, definidas por $nF_E \pm f_p$ y las frecuencias de atenuación infinita por $nF_E \pm \frac{F_E}{2}$

$$25 \quad \frac{F_E}{2}$$

Por el examen de la relación 4, se constata que se dispone de ϵ^2 y n para modelar el filtro cuyo perfil se ha fijado. Eligiendo en el ejemplo del sistema M.F. SOCOTEL:

30 $A_{\max} = 3 \text{ dB}$ en la banda pasante y $A_{\min} = 30 \text{ dB}$ para

1 $F = 1.900 \text{ Hz}$, se halla $2 = 1$ y $n = 2$; $/G/2$ está entonces
definido por:

$$/G/2 = \frac{1}{1 + (2x^2 - 1)^2}$$

5 con : $\text{tg}(2\pi \frac{F}{2F_E}) = 0,2$

Los polos de $/G/2$ corresponde a $x = \pm 2^{1/4} e \pm j \frac{\pi}{8}$

de donde: $\text{tg}2\pi \frac{F_i}{F_E} = \pm 0,155 \pm j 0,064$

De acuerdo con la relación $j\text{tg}(2\pi \frac{F_i}{2F_E}) = \frac{1-z-1}{1+z-1}$,

10 se puede establecer que existen cuatro raíces de $z-1$ dis-
puestas en dos pares de raíces conjugadas.

Uno de los pares corresponde a un módulo $/z^{-1}/$ in-
ferior a 1, y por lo tanto, a un sistema inestable.

15 El otro par dá el filtro estable deseado. La fun-
ción de transferencia en z^{-1} puede escribirse entonces ba-
jo la forma

$$G(z^{-1}) = K \frac{(1 + z^{-1})^2}{(z^{-1} - (z_0^{-1})) (z^{-1} - (z_0^{-1})^*)}$$

20 En el numerador, se introduce $(1 + z^{-1})^2$ puesto que,
cuando $z^{-1} = -1$, la atenuación es infinita, lo que corres-
ponden a un cero de orden 2.

K es determinada haciendo $z^{-1} = 1$ ($F = 0$).

En el caso considerado: $z_0^{-1} = 1,08 + j 0,343$.

25 G (z^{-1}) se escribe además, desarrollando el deno-
minador:

$$G(z^{-1}) = M \frac{(1 + z^{-1})^2}{1 + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2}}$$

Teniendo en este caso:

$$M = \frac{1}{83}$$

$$\alpha = -1,682$$

1

$$\beta = 0,778$$

5

En el esquema de la figura 3, la señal U_e que sale del dispositivo de heterodinaje, entra en un circuito de adición 3-1 que recibe, por otra parte, la señal U_2 retardada en un tiempo $\tau = \frac{1}{FE}$ por el dispositivo de retardo 3-5 y multiplicada por $(-\alpha)$ en el multiplicador 3-3 y la misma señal U_2 retardada en un tiempo suplementario τ por 3-6 idéntico a 3-5 y multiplicada por $(-\beta)$ en el multiplicador 3-4.

10

U_2 es sumada luego en el circuito de adición 3-2 a la señal que sale de 3-5, para dar la señal $U_3 = U_2 (1+z^{-1})$.

La función de transferencia
$$\frac{U_3}{U_e} = \frac{1 + z^{-1}}{1 + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2}}$$

15

U_3 es multiplicado por M en el multiplicador 3-7 y MU_3 es sumado en el circuito de adición 3-9 al mismo MU_3 retardado en τ por 3-8 idéntico a 3-5 y 3-6. A la salida de 3-9 se encuentra U_S , que es la señal aplicada, bien al segundo filtro numérico, bien de una manera más general, al calculador TFR.

20

$$\frac{U_S}{U_3} = M (1 + z^{-1})$$

De donde la función de transferencia global

$$G(z^{-1}) = \frac{U_S}{U_e} = \frac{M (1 + z^{-1})^2}{1 + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2}} \quad \text{que es la función}$$

25

buscada para realizar el filtro pasabajos numérico recursivo que tiene las características representadas en la curva 3-10.

Se observa que este filtro incluye tres multiplicadores y tres circuitos de adición. Como el sistema exige dos filtros idénticos (2-31 y 2-32 de la figura 2), el conjunto de filtración comprenderá seis multiplicadores y seis circuitos de adición.

30

1

Observación:

La elección de $n = 2$ y de la atenuación 30 dB en la entrada de la zona atenuada, conduce a dar a ϵ^2 el valor 1, de donde $A_{\max} = 3$ dB.

5

Los medios para corregir en la salida del calculador de la TFR los efectos de las variaciones de la atenuación en la banda pasante, están indicados más adelante.

10

Si se quiere evitar, sin embargo, esta corrección, es posible elegir, por ejemplo, $n = 4$ y $\epsilon^2 = 0,05$ ($A_{\max} = 0,2$ dB); la atenuación en la entrada de la zona atenuada alcanza entonces: 56 dB.

15

El inconveniente de esta solución reside en el hecho de que cada filtro incluye cinco multiplicadores y cinco circuitos de adición, en lugar de tres multiplicadores y tres circuitos de adición en el caso de $n = 2$.

El calculador de la TFR

La relación general de TFD transformada por heterodinaje se escribe en notaciones complejas:

20

$$Y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \exp(-j \frac{2\pi}{N} kn)$$

teniendo en este caso: $N = 16$; $\frac{k}{N} = 0, 1, 2, \dots, 7, 8, \dots, 14, 15$.

Es cómodo sustituir $\exp(j \frac{2\pi}{16} kn)$ por W^{kn}

Con $W = \exp(j \frac{\pi}{8})$.

De donde la nueva relación:

25

$$Y(n) = \frac{1}{16} \sum_{k=0}^{15} y(k) W^{kn}$$

siendo $y(k)$ e $Y(n)$ números complejos, exigiendo la determinación de las $Y(n)$ dos cálculos asociados, representados en 2-62 y 2-61 de la figura 2, dando una las partes reales $Y_r(n)$, y la otra las partes imaginarias $Y_i(n)$.

30

27108

1

$$\underline{Y} (n) = Y_r (n) + jY_i (n)$$

Para el conjunto de los dos cálculos, la determinación de cada elemento correspondiente a dos valores asociados de n y k requiere, en el caso general: cuatro multiplicaciones y dos sumas.

5

Un calculador de la TFD concebido clásicamente debería ejecutar para la determinación del conjunto de las $Y (n)$:

10

4 N^2 multiplicaciones y 2 N^2 sumas, o sea, en este caso, 1.024 multiplicaciones y 512 sumas.

Dado que $N = 16 = 2^4$, el procedimiento conocido de cálculo rápido (TFR) por "decimación temporal" - debido especialmente a Cooley - permite determinar $Y (n)$ después de un número reducido de operaciones.

15

El método consiste, en una primera transformación Y_1 , en sustituir $Y (n)$ de 16 elementos, por dos grupos $X (n)$ y $Z (n)$ de ocho elementos cada uno, estando los elementos asociados de tal manera que: $Y (n) = X (n) + W^8 Z (n)$, o sea $Y (n) = X (n) - Z (n)$.

20

A través de otras tres transformaciones Y_2 , Y_3 e Y_4 que proceden del mismo principio de división y que hacen intervenir "ganancias" W^d ($d = 0, 1, 2 \dots 14, 15$) se llega a determinar $Y (n)$ con un número considerablemente reducido de sumas y de multiplicaciones.

25

Para efectuar estas transformaciones, se observa, en primer lugar, que k , que varía aquí de 0 a 15, se puede escribir en notaciones binarias:

$$k = k_3 k_2 k_1 k_0$$

$$\text{e igualmente } n = n_3 n_2 n_1 n_0$$

30

27108

1 Si se introducen las muestras temporales en la entrada del computador, en el orden natural de 0 a 15, las componentes espectrales $Y(n)$ en la salida se presentan "entrelazadas" en un orden definido por $n' = n_0 n_1 n_2 n_3$.

5 Inversamente, para evitar este entrelazamiento a la salida, se introducen las muestras temporales en el orden definido por $k' = k_0 k_1 k_2 k_3$.

Desde el punto de vista gráfico, las cuatro transformaciones que permiten el cálculo de la TFR tienen la estructura de un gráfico de fluencia de Cooley. Pueden ser representadas en el caso general por cuatro columnas que lleven ocho tramas simples, cuatro tramas dobles, dos tramas cuádruples y una trama óctuple.

15 Las "ganancias" W^d de las ramas de tramas, aplicando la relación $W^{d+8} = -W^d$, se escriben como sigue:

Primera columna: W^{d_0} con $d_0 = 8 k_0 n_0$

Habida cuenta del hecho de que en el caso particular tratado, las n son impares: $n_0 = 1$.

20 El único valor a considerar es $W^8 = -1$, porque $W^0 = 1$ debería ser aplicado a brazos que no intervienen para determinar las componentes espectrales $Y(n)$ de rango impar.

$W^8 = -1$ no corresponde a una multiplicación.

25 Segunda columna: W^{d_1} con $d_1 = 4k_1 (2n_1 + n_0)$ $(2n_1 + n_0)$ es impar; por lo tanto, el único valor que hay que retener es $W^4 = -j$.

También aquí, $(-j)$ no corresponde a una multiplicación; aplicado a un compartimiento imaginario de Y_1 , da 1 para la componente real de Y_2 . Igualmente aplicado a una componente real de Y_1 , da 1 para la componente imaginaria de

1

 Y_2 .

Tercera columna: W^{d_2} con $d_2 = 2 \cdot k_2 (4n_2 + 2n_1 + n_0)$
 $4n_2 + 2n_1 + n_0$ es impar y las únicas "ganancias" a considerar, son:

5

$$W^2 = \cos \frac{\pi}{4} - j \operatorname{sen} \frac{\pi}{4} = \frac{\sqrt{2}}{2} - j \frac{\sqrt{2}}{2}$$

$$W^6 = \cos \frac{3\pi}{4} - j \operatorname{sen} \frac{3\pi}{4} = -\frac{\sqrt{2}}{2} - j \frac{\sqrt{2}}{2}$$

W^2 y W^6 son "ganancias" de ramas que conducen, ciertamente a multiplicaciones de cantidades complejas.

10

Cuarta columna: W^{d_3} con $d_3 = k_3 n$
 n es impar y las ganancias a retener son:

$$W^1 = \cos \frac{\pi}{8} - j \operatorname{sen} \frac{\pi}{8}$$

$$W^3 = \cos \frac{3\pi}{8} - j \operatorname{sen} \frac{3\pi}{8}$$

$$W^5 = \cos \frac{5\pi}{8} - j \operatorname{sen} \frac{5\pi}{8}$$

15

$$W^7 = \cos \frac{7\pi}{8} - j \operatorname{sen} \frac{7\pi}{8}$$

La figura 4, con las simplificaciones debidas a las particularidades de los datos tratados, muestra la estructura del calculador de la TFR. Como solo las $Y(n)$ de rango impar han de ser calculadas, en cada columna de trama se utiliza solamente la mitad de cada una de ellas, lo que equivale a dividir por dos el número de las operaciones a efectuar.

20

Como resultado del cálculo, se forman, pues, en el orden n creciente, respectivamente: $Y_i = (n) = A_f \cos \phi_f$

25

$$\text{e } Y_i(n) = A_f \operatorname{sen} \phi_f$$

o sea, globalmente $Y(n) = A_f \exp(j\phi_f)$

En las dos filas inferiores de la figura 4 se ha representado para una de las cuatro transformaciones, el número de sumas (+) y de multiplicaciones (x) necesarias

30

1 para la obtención de los doce valores de $A_f \cos \phi_f$ y $A_f \sin \phi_f$, o sea, en total: 64 sumas y 62 multiplicaciones.

5 Puesto que el número de las frecuencias del código M.F. SOCOTEL es de seis, la determinación de los seis valores numéricos A_f^2 requiere doce multiplicaciones - o sea, seis para uno de los cálculos que dan $A_f^2 \cos^2 \phi_f$ y seis para el otro, que dan $A_f^2 \sin^2 \phi_f$ - y luego 6 sumas:

$$A_f^2 \sin^2 \phi_f + A_f^2 \cos^2 \phi_f = A_f^2$$

10 Estos números de operaciones están indicados en la figura 4 en la parte inferior de la columna marcada con A_f^2 ; en total, pues, son necesarias, a partir de los datos temporales de entrada del calculador de la TFR, 70 sumas y 44 multiplicaciones para determinar los seis valores numéricos A_f^2 .

15 Es posible, a partir de estos órdenes de magnitud, efectuar ciertos balances comparando varias soluciones:

- a) la del invento;
- b) la misma, pero incluyendo al final un calculador corriente que efectúa el cálculo de la TFD para $N_T = 16$;
- 20 c) un calculador especializado en el cálculo de la TFR que toma a su cargo los datos numéricos a partir de su recepción, y efectúa el cálculo de los A_f^2 para $N = 80$ ($80 = 2^4 \times 5$) pero solamente para los valores de n impares;
- 25 d) un calculador no especializado que asume a su cargo los datos numéricos a partir de su recepción y que efectúa por el método de la TFD el cálculo de los A_f^2 para $N = 80$;

e) un calculador que incluye dos cadenas de filtración compuesta, cada una, en términos generales, de un filtro pasabanda que aísla las seis frecuencias del código, y

1 luego en paralelo, de seis filtros numéricos que resuenan, cada uno, a una de estas seis frecuencias. Se supone que se trata de filtros de Tchebýcheff del tipo I que requieren cada uno tres multiplicaciones y tres adiciones.

5 Considerando que:

- en las soluciones a y b solo las operaciones de heterodinaje y de filtración requieren el tratamiento de 80 datos durante el tiempo $T_0 = 10$ ms;

10 - en las soluciones c, d y e todas las operaciones exigen el tratamiento de 80 datos durante este mismo tiempo T_0 ;

Se es conducido a los resultados resumidos en las tablas siguientes:

Multiplicaciones

15

Soluciones	← ... en 10 ms ... →					en 1 s
	Heterodinaje	Filtración	TFD	TFR	Total	Total
a	2 x 80	2 x 3 x 80		44	684	68400
b	2 x 80	2 x 3 x 80	1056		1696	169600
c				3200	3200	320000
d			51840		51840	5184000
e		7x2x3x80			3360	336000

20

Sumas

25

Soluciones	← ... en 10 ms ... →					en 1 s
	Heterodinaje	Filtración	TFD	TFR	Total	Total
a		2 x 3 x 80		70	550	55000
b		2 x 3 x 80	528		1008	100800
c				1600	1600	160000

30

27108

Continúa

1

continuación

Soluciones	... en 10 ms ...					en 1 s
	Heterodinaje	Filtración	TFD	TFR	Total	Total
d			25920		25920	2592000
e		7x2x3x80			3360	336000

5

10

Estas dos tablas muestran bien que la ventaja de la solución sobre el invento se debe al hecho de que se puede reducir, gracias al heterodinaje, el número de muestras para cada período de 10 ms a un valor N_T que permite una aplicación sencilla del algoritmo de la TFR.

15

Se observa, además, que el número de operaciones en un segundo corresponde al de los tratamientos sucesivos de cien vías de transmisión de señales multifrecuencias.

20

Medios de validación: En caso de recepción de señales numéricas simultáneamente en varias salidas de rangos $n = 1, 3, 5, 11, 13, 15$, dos de los seis valores numéricos A_i^2 correspondientes no pueden ser reconocidos como pertenecientes a uno de los códigos más que si están situados entre ciertos límites absolutos y relativos. Esta función de validación está asegurada por un calculador de lógica decisonal que debe:

25

- clasificar los A_i^2 recibidos según sus valores numéricos:

$$A_i^2 > A_j^2 > A_k^2 > A_l^2 > A_m^2 > A_n^2$$

- identificar los dos valores A_i^2 y A_j^2 más elevados.

30

Los criterios absolutos de validación según las especificaciones del sistema M.F. SOCOTEL se escriben - re

1 presentando, para simplificar la exposición, los límites por sus niveles expresados en dBm y las relaciones en dB -

$$- 4 \text{ dBm} > A_i^2 > - 34 \text{ dBm}$$

$$- 4 \text{ dBm} > A_j^2 > - 41 \text{ dBm}$$

$$\frac{A_i^2}{A_j^2} < 7 \text{ dB}$$

$$A_i^2 + A_j^2 \geq K (A_k^2 + A_l^2 + A_m^2 + A_n^2)$$

10 (k es un coeficiente ajustable que representa la relación señal límite).
ruido

El algoritmo de validación consiste en verificar las diferentes desigualdades citadas.

15 El problema del paso analógico cuatro hilos ↔ a dos hilos en los enlaces entre emisores numéricos y receptores numéricos.

Se ha tratado hasta ahora de los enlaces de cuatro hilos, como se representa en la figura 1.

20 En las redes con paso de cuatro hilos a dos hilos, puede haber un equilibrado imperfecto debido a las imperfecciones del dispositivo de acoplamiento (diferencial, juego de filtros direccionales): de esto resulta que, en un puesto terminal, la frecuencia de control f_c enviada por la vía de emisión, es recibida por la vía de recepción, pero, por una parte, de acuerdo con las especificaciones del sistema,
25 el nivel de recepción debe ser, en el caso más desfavorable, inferior en 1,5 Nepers (13 dB) al nivel de emisión: 0,8 Nepers (-7 dBm) y, por otra parte, los filtros numéricos utilizados en el invento dan una atenuación de 10 dB. El nivel del parásito representado por f_c , es pues, de -30 dBm, o sea
30 4dB por encima de la señal más débil ($A_i^2 = -34 \text{ dBm}$). No

1 aporta, en principio, inconveniente, puesto que en la salida del calculador de la TFR, f_c se encuentra en posición $n = 9$, que no es utilizada. Solo una variación de f_c importante podría hacer pasar f_c a una posición ya ocupada; las
 5 tolerancias admitidas por las especificaciones para los valores en la emisión de f_c ($1.900 \text{ Hz} \pm 6 \text{ Hz}$) son demasiado estrechos para que esta situación pueda presentarse.

Sin embargo, si se desean evitar de todos modos los efectos de la recepción de f_c , basta utilizar los filtros numéricos pasabajos auxiliares 2-5 de la figura 2.
 10

Estos filtros que funcionan a la frecuencia de muestreo $F_T = 1.600 \text{ Hz}$, pueden ser igualmente del tipo de comportamiento de Tchebycheff de orden 2 (véase la figura 3).

Tomando para el filtro analógico correspondiente la ley de atenuación:
 15

$$/G^2 = \frac{1}{1 + 0,2 C_2^2(x)}, \text{ la atenuación a } 700 \text{ Hz (transformada}$$

de f_c por heterodinaje) vale: -20 dB. La atenuación en la banda pasante - 0 a 500 Hz - oscila de 0 a -0,8 dB; es preciso, evidentemente, tener en cuenta en la evaluación los
 20 coeficientes correctores α de la figura 2 (véase 2-8).

Estos filtros muy eficaces no exigen más que 2 x 3 x 16 multiplicaciones y 2 x 3 x 16 sumas en 10 ms, o sea 9.600 multiplicaciones y 9.600 sumas por segundo que se vienen a añadir a las 68.400 multiplicaciones y 55.000 sumas
 25 del dispositivo que no utilizan estos filtros accesorios.

Aplicación al sistema R₂

Este sistema de señalización multifrecuencia está caracterizado esencialmente por el hecho de que, para el
 30 cambio de señales, el circuito está terminado en los dos ex

1 tremos por equipos que permiten la emisión y la recepción
de las señales y que funcionan por mando mutuo subordinado.

5 El esquema general del sistema de cuatro hilos es
el de la figura 1, pero en que la frecuencia de control f_c
está sustituida igualmente por una señal de dos frecuencias
entre seis.

10 Las seis frecuencias en el sentido "hacia delante"
son $f_0 = 1.380$, $f_1 = 1.500$, $f_2 = 1.620$, $f_3 = 1.740$, $f_4 =$
 1.860 , $f_5 = 1.980$ Hz y en el sentido "hacia atrás": $f_0 =$
 1.140 , $f_1 = 1.020$, $f_2 = 900$, $f_3 = 780$, $f_4 = 660$, $f_5 = 540$ Hz.

En la recepción, el reconocimiento de la señal se
efectúa sobre dos frecuencias y solamente dos en los dos
casos; durante el aflojamiento, no debe ser recibida ningun-
na frecuencia.

15 Se comprende, desde el principio, que una de las
principales dificultades de la aplicación del sistema resi-
de en el paso de cuatro hilos a dos hilos, puesto que el
receptor del código "hacia delante" no debe ser sensibili-
zado por el emisor del código "hacia atrás", y viceversa.

20 De acuerdo con las especificaciones del sistema
 R_2 , existen dos tipos de ensayos sobre los receptores resu-
midos en la tabla siguiente que define para las dos frecuen-
cias de un código sus niveles absolutos y su nivel relativo,
así como la diferencia Δf máxima con relación a su valor
25 nominal f .

	Δf	Nivel absoluto	Nivel relativo
Tipo A	± 5 Hz	- 5 dBm \rightarrow - 20 dBm	≤ 3 dB
Tipo B	± 10 Hz	- 5 dBm \rightarrow - 35 dBm	≤ 7 dB

1 Las señales perturbadoras durante la recepción pueden resultar de los residuos de las frecuencias de señalización producidas en la emisión y especialmente de las señales armónicas que están a un nivel inferior a -37 dB por debajo
5 de la señal más elevada del código.

En la recepción, cuando no es emitida ninguna señal multifrecuencia, el nivel total de las señales perturbadoras debe ser inferior a -55 dBm y cuando es emitida una señal multifrecuencia, el nivel total de las señales perturbadoras debe ser inferior en 23 dB al nivel de la frecuencia de la señal de ensayo que tiene el nivel más elevado.

10 El dispositivo de recepción según el invento se describe ahora siguiendo las mismas etapas que para el sistema M.F. SOCOTEL.

15 Recepción de las señales "hacia delante"

Si se considera la recepción de las señales "hacia delante", adoptando las notaciones adoptadas en la exposición de las características:

20 $\Delta F_i = 120$ Hz; $p = 3$, por consiguiente $\Delta F_0 = 40$ ($T_0 = 25$ ms); se elige como frecuencia local $F_L = 1.700$ Hz.

Las frecuencias transformadas se extienden de 320 Hz ($F_L - f_0$) a -280 Hz ($F_L - f_5$).

Se adopta $F_T = 800$ Hz ($F_T > 640$ Hz)
por consiguiente $N_T = 20$ y $\frac{F_E}{F_T} = 10$

25 se observa que el período T_i antes del heterodinaje, es de 50 ms.

Para el heterodinaje ϕ se escribe: $\phi = 2\pi k \frac{F_L}{F_E}$
(siendo k la sucesión de los números enteros);

1 $\frac{F_L}{F_E}$ es llevada a la fracción irreducible $\frac{g}{h} = \frac{17}{80}$.

Se obtienen todos los valores útiles de ϕ formando la sucesión de 80 valores:

5 $\frac{17\pi}{80} \times 0, \frac{17\pi}{80} \times 1 \dots \frac{17\pi}{80} \times 78, \frac{17\pi}{80} \times 79$; estos valores puestos en memoria en los multiplicadores de heterodinaje de la figura 2, son utilizados cinco veces en cada período T_i de 50 ms ($N_i = 400$).

10 Después del heterodinaje, los dos filtros pasabajos conjugados 2-31 y 2-32 de la figura 2 destinados a la eliminación de los componentes "sumas" y de ciertas señales perturbadoras, tienen la misma estructura de los descritos anteriormente (véase la figura 3).

15 Tomando un filtro de orden 2 con una oscilación de 3 dB en la banda -320 a 320 Hz, la función de transferencia $G(z^{-1})$ está definida por los valores:

$$M = \frac{1}{219}$$

$$\alpha = -1,823$$

$$\beta = 0,859$$

20 La curva de respuesta del filtro en dB está representada en la figura 3 (3-11). En la tabla B (página 41) en su parte a, se han representado en cuatro columnas las frecuencias f , las frecuencias $F_L - f$ y $F_L + f$, la atenuación aportada por los filtros y finalmente el rango n después de la TFR con $N_T = 20$ y $F_T = 800$ Hz.

25 Se observa que todas las componentes "suma" están a un nivel inferior a -58 dB y no aportan ninguna perturbación.

30 En la parte b de la tabla B (página 41), se han representado en cuatro columnas los armónicos dos de las f , las frecuencias $F_L - 2f$ y $F_L + 2f$, la atenuación aportada

1 por los filtros y finalmente el rango n después de la TFR.

El parásito de nivel más elevado debido a un armónico 2 está a:

5 - 37 dB - 27 dB = 64 dB por debajo de la señal más fuerte.

En la parte c de la tabla B, se han representado en cuatro columnas los armónicos tres de las f, las frecuencias $F_L - 3f$ y $F_L + 3f$, la atenuación aportada por los filtros y el rango n después de la TFR.

10

15

20

25

30

27108

TABLA B

a		b		c			
f	Filtración $F_L - f$ dB	Harmonico 2 $2f$ (Hz)	Filtración $F_L - 2f$ dB	Harmonico 3 $3f$ (Hz)	Filtración $F_L - 3f$ dB	TPFR	TPFR
f Hz	$F_L - f$ dB	$2f$ (Hz)	$F_L - 2f$ dB	$3f$ (Hz)	$F_L - 3f$ dB	n	n
$f_0 = 1380$	320 - 3	2760	- 1060 - 27	4140	- 2160 - 45	13,5	6
$f_1 = 1500$	200 0	300	- 1300 - 33	4500	- 1800 - 38	7,5	15
$f_2 = 1620$	80 - 2,8	3240	- 1540 - 37	4860	- 1440 - 36	1,5	4
$f_3 = 1740$	- 40 - 3	3480	- 1780 - 41	5220	- 1080 - 29	15,5	13
$f_4 = 1860$	- 160 0	3720	- 2020 - 44	5580	- 720 - 21	9,5	2
$f_5 = 1980$	- 280 - 3	3960	- 2260 - 47	5940	- 360 - 5	3,5	11
Heterodinaje $\frac{F_L}{\exp(j2\pi k \frac{F_E}{F_L})}$	$F_L + f$ dB	Heterodinaje	$F_L + 2f$ dB	Heterodinaje	$F_L - 3f$ dB		
$F_L = 1700$ Hz	3080 - 58		- 3540 - 72		- 2440 - 50		
$F_E = 8000$ Hz	3200 - 61		- 3300 - 65		- 2800 - 55		
	3320 - 64		- 3060 - 58		- 3160 - 60		
	3440 - 68		- 2820 - 56		- 3520 - 70		
	3560 - 73		- 2580 - 52		- 3880 - 95		
	3680 - 79		- 2340 - 48		+ 3760 - 85		

1

TABLA B

a			b	
f	Filtración	N_T^{TFR} $F_T =$ 800 Hz	Harmonico 2	Filtración
f Hz	$F_L - f$ (Hz) dB	n	2f (Hz)	$F_L - 2f$ dB
$f_0 = 1380$	320 - 3	8	2760	- 1060 - 27
$f_1 = 1500$	200 0	5	300	- 1300 - 33
$f_2 = 1620$	80 - 2,8	2	3240	- 1540 - 37
$f_3 = 1740$	- 40 - 3	19	3480	- 1780 - 41
$f_4 = 1860$	- 160 0	16	3720	- 2020 - 44
$f_5 = 1980$	- 280 - 3	13	3960	- 2260 - 47
<u>Heterodinaje</u> $\exp(j2\pi k \frac{F_L}{F_E})$	$F_L + f$ dB		<u>Heterodinaje</u>	$F_L + 2f$ dB
$F_L = 1700$ Hz	3080 - 58	17		- 3540 - 72
$F_E = 8000$ Hz	3200 - 61	0		- 3300 - 65
	3320 - 64	3		- 3060 - 58
	3440 - 68	6		- 2820 - 56
	3560 - 73	9		- 2580 - 52
	3680 - 79	12		- 2340 - 48

5

10

15

20

25

30

b			c				
Harmonico 2	Filtración		TFR	Harmonico 3	Filtración		TFR
2f (Hz)	$F_L - 2f$	dB	n	3f (Hz)	$F_L + 3f$	dB	n
2760	- 1060	- 27	13,5	4140	- 2160	- 45	6
300	- 1300	- 33	7,5	4500	- 1800	- 38	15
3240	- 1540	- 37	1,5	4860	- 1440	- 36	4
3480	- 1780	- 41	15,5	5220	- 1080	- 29	13
3720	- 2020	- 44	9,5	5580	- 720	- 21	2
3960	- 2260	- 47	3,5	5940	- 360	- 5	11
<u>Heterodinaje</u>	$F_L + 2f$	dB		<u>Heterodinaje</u>	$F_L - 3f$	dB	
	- 3540	- 72			- 2440	- 50	
	- 3300	- 65			- 2800	- 55	
	- 3060	- 58			- 3160	- 60	
	- 2820	- 56			- 3520	- 70	
	- 2580	- 52			- 3880	- 95	
	- 2340	- 48			+ 3760	- 85	

1

Se observa que cuando $F_L - 3f$ es inferior a -4.000 Hz, se debe sustituir $F_L - 3f$ por $F_L - 3f + F_E$.

Igualmente; al rebasar $F_L + 3f$ de 4.000 Hz, se debe sustituir por: $F_L + 3f - F_E$.

5

Después de estas sustituciones, los armónicos inconvenientes son los transformados en $F_L + 3f$, de donde la conmutación entre $F_L + 3f$ y $F_L - 3f$ en la segunda columna.

El armónico 3 que después de la TFR se viene a situar en $n = 11$, no tiene ningún impacto sobre las señales del código.

10

Por lo demás, está a $-37 \text{ dB} - 5 \text{ dB} = -42 \text{ dB}$ por debajo de la señal de nivel más elevada.

El armónico 3 que se sitúa en $n = 2$ (correspondiente a f_2) está a nivel:

15

$$-37 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = -57 \text{ dB}.$$

El que se sitúa en $n = 13$ (correspondiente a f_5) está al nivel

$$-37 \text{ dB} - 29 \text{ dB} = -66 \text{ dB}.$$

El problema del impacto parásito de las señales "hacia atrás" en la recepción de las señales "hacia delante" será examinado más adelante; interviene en el caso del paso de cuatro hilos a dos hilos.

20

Recepción de las señales "hacia atrás"

El receptor de las señales "hacia atrás" tiene las mismas características que el receptor de las señales "hacia delante" con $F_L = 860 \text{ Hz}$.

25

$$\text{Aquí: } \frac{F_L}{F_E} = \frac{g}{h} = \frac{43}{400}$$

Se obtienen todos los valores útiles de ϕ formando la sucesión de los 400 valores

30

27108

$$1 \quad \frac{43\pi}{400} \times 0, \frac{43\pi}{400} \times 1 \dots \frac{43\pi}{400} \times 398, \frac{43\pi}{400} \times 399.$$

Estos valores puestos en memoria en los multiplicadores de heterodinaje 2-2 de la figura 2 son utilizados una vez en cada período T_i de 50 ms ($N_i = 400$).

Los filtros numéricos que siguen son exactamente los mismos que los utilizados para el receptor de las señales hacia atrás.

La tabla C (45), de igual estructura que la tabla B, da los resultados obtenidos en lo que concierne a la atenuación de los diversos parásitos (armónicos, componentes de "suma") y el rango n en la TFR a $F_T = 800$ Hz.

Se observa que el único armónico susceptible de ser inconveniente es el armónico 2 de f_4 que corresponde a $n = 8,5$. En efecto, si se tienen en cuenta las tolerancias $f = \pm 10$ Hz admitidas en las f , la variación sobre $2f$ es de ± 20 Hz; en estas condiciones, la posición de la componente correspondiente al armónico 2 de f_4 puede ser transpuesta a $n = 8$, que corresponde a f_0 ; sin embargo $F_L - 2f_4$ vale entonces -440 Hz, que corresponde a una atenuación de -10 dB, o sea, en total:

$$-37 \text{ dB} - 10 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = -44 \text{ dB con relación a } f_0.$$

La utilización de un filtro auxiliar no es, pues, indispensable.

Sin embargo, si se desea prescindir completamente del efecto de este parásito, es posible introducir dos filtros numéricos auxiliares tales como 2-51 y 2-52 que aportan un incremento de atenuación a 440 Hz. No se pueden utilizar filtros que traten 800 muestras por segundo, puesto que la frecuencia de atenuación infinita vale 400 Hz y que, por razones de simetría, siendo las atenuaciones a 440 Hz

1

y a 360 Hz iguales, esta última frecuencia es demasiado próxima a 320 Hz, con la frecuencia máxima de la banda pasante.

5

10

15

20

25

30

27108

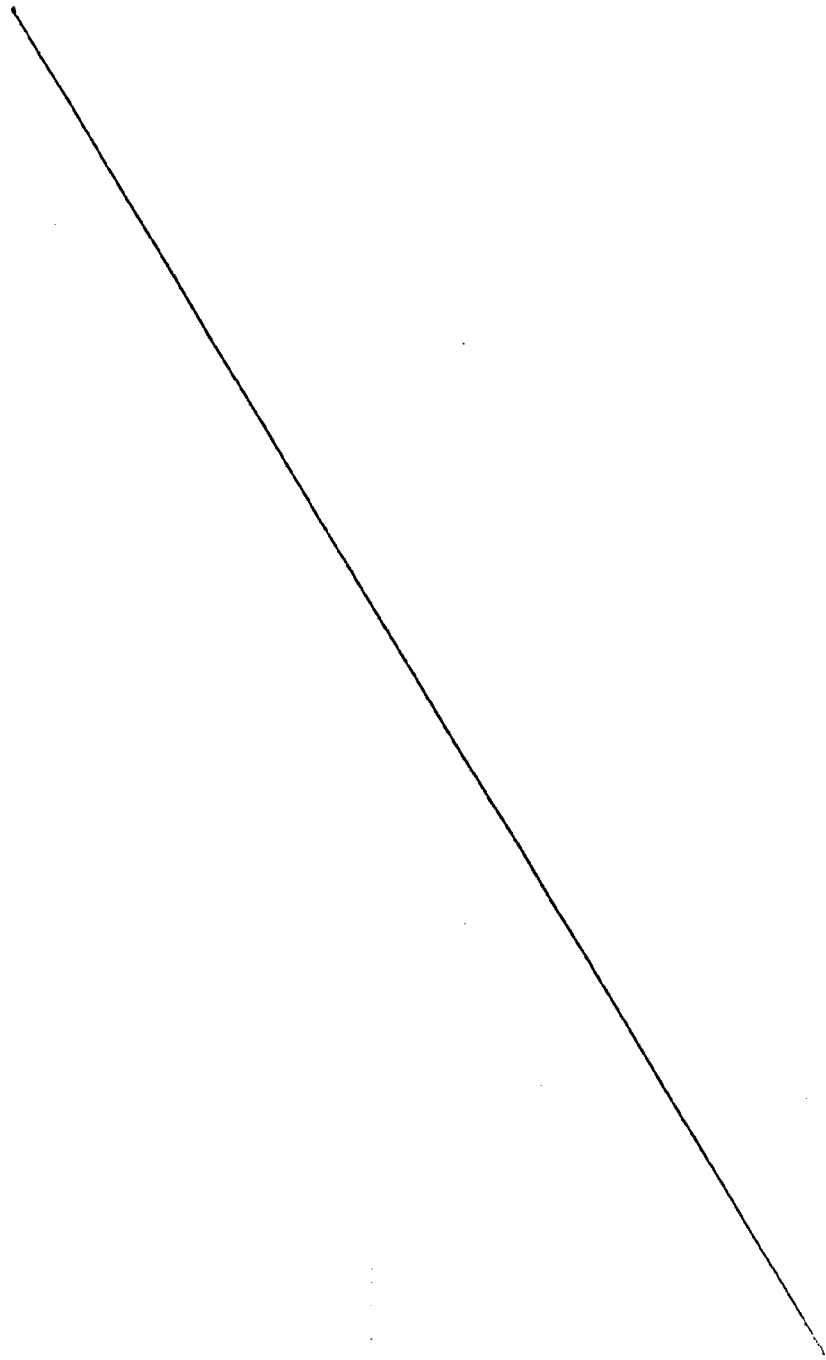


TABLA C

a			b		c			
f	Filtración	$N_T = 20$ $F_T = 800$ Hz	Harmonico 2	Filtración	TFR	Harmonico 3	Filtración	TFR
f (Hz)	$F_L - f$ dB	n	2f (Hz)	$F_L - 2f$ dB	n	3f (Hz)	$F_L - 3f$ dB	n
$f_0 = 1140$	- 3	13	2280	- 1420	4,5	3420	- 2560	16
$f_1 = 1020$	0	16	2040	- 1180	10,5	3060	- 2200	5
$f_2 = 900$	- 3	19	1800	- 940	16,5	2700	- 1840	14
$f_3 = 780$	- 3	2	1560	- 700	2,5	2340	- 1480	3
$f_4 = 660$	0	5	1320	- 460	8,5	1980	- 1120	12
$f_5 = 540$	- 3	8	1080	- 220	14,5	1620	- 760	1
Heterodinaje $\exp(j2\pi k \frac{F_L}{F_E})$			Heterodinaje	$F_L + 2f$ dB		Heterodinaje	$F_L + 3f$ dB	
$F_L = 860$ Hz	- 43	10		3140	- 58		- 3720	- 80
$F_E = 8000$ Hz	- 42	7		2900	- 56		+ 3920	- 100
	- 40	4		2660	- 58		3560	- 70
	- 38	1		2420	- 48		3200	- 60
	- 36	18		2180	- 45		2840	- 55
	- 35	15		1940	- 42		2480	- 50

1

TABLA C

a				b		
f	Filtración		TFR $N_T = 20$ $F_T = 800$ Hz	Harmonico 2	Filtración	
f (Hz)	$F_L - f$	dB	n	2f (Hz)	$F_L - 2f$	dB
$f_0 = 1140$	- 280	- 3	13	2280	- 1420	- 36
$f_1 = 1020$	- 160	0	16	2040	- 1180	- 32
$f_2 = 900$	- 40	- 3	19	1800	- 940	- 26
$f_3 = 780$	80	- 3	2	1560	- 700	- 22
$f_4 = 660$	200	0	5	1320	- 460	- 11
$f_5 = 540$	320	- 3	8	1080	- 220	0
Heterodinaje			Heterodinaje			
$\exp(j2\pi k \frac{F_L}{F_E})$	$F_L + f$	dB			$F_L + 2f$	dB
$F_L = 860$ Hz						
$F_E = 8000$ Hz	2000	- 43	10		3140	- 58
	1880	- 42	7		2900	- 56
	1760	- 40	4		2660	- 58
	1640	- 38	1		2420	- 48
	1520	- 36	18		2180	- 45
	1400	- 35	15		1940	- 42

5

10

15

20

25

30

b			c				
Harmonico 2	Filtración		TFR	Harmonico 3	Filtración		TFR
2f (Hz)	$F_L - 2f$	dB	n	3f (Hz)	$F_L - 3f$	dB	n
2280	- 1420	- 36	4,5	3420	- 2560	- 50	16
2040	- 1180	- 32	10,5	3060	- 2200	- 45	5
1800	- 940	- 26	16,5	2700	- 1840	- 40	14
1560	- 700	- 22	2,5	2340	- 1480	- 37	3
1320	- 460	- 11	8,5	1980	- 1120	- 31	12
1080	- 220	0	14,5	1620	- 760	- 22	1
<u>Heterodinaje</u>	$F_L + 2f$	dB		<u>Heterodinaje</u> →	$F_L + 3f$	dB	
	3140	- 58			- 3720	- 80	
	2900	- 56			+ 3920	- 100	
	2660	- 58			3560	- 70	
	2420	- 48			3200	- 60	
	2180	- 45			2840	- 55	
	1940	- 42			2480	- 50	

1 Se utilizan entonces filtros que tratan 1.600 mues-
tras por segundo. Se insertan en la cadena de circuitos de
la figura 2 aportando las modificaciones siguientes: los
contadores 2-41 y 2-42 son contadores por 5, y los filtros
5 2-5 van seguidos de dos contadores por 2 no representados.

Estos filtros auxiliares pueden ser igualmente del
tipo de comportamiento de Tchebycheff de orden 2.

Tomando para el filtro analógico correspondiente
la ley de atenuación:

10
$$|G|^2 = \frac{1}{1 + G_2^2(x)}$$
, con $f_p = 320$ Hz se encuentra una

atenuación suplementaria de 10 dB a 440 Hz.

Es necesario, como ya se ha indicado, tener en
cuenta en los coeficientes α de la figura 2 las atenuacio-
15 nes aportadas a la banda pasante por estos filtros auxilia-
res.

El problema del paso analógico de 4 hilos a 2 hi-
los en los enlaces entre emisores y receptores numéricos.

20 En el caso de un paso de 4 hilos a 2 hilos, con-
viene examinar cómo las emisiones "hacia delante" pueden
reaccionar sobre las recepciones "hacia atrás" e inversa-
mente.

25 Las reacciones del código "hacia delante" sobre
el código "hacia atrás" están representadas en la parte a
de la tabla D de la página 48 y las reacciones recíprocas
en la parte b.

30 Si $f_0 = 1.380$ Hz se emite al nivel de -10,5 dBm,
el parásito situado en la posición $n = 7$ - teniendo en cuen-
ta el desacoplamiento mínimo de -15 dB del órgano de trans-
formación de 4 hilos - 2 hilos, y de la atenuación de -15

1 dB aportada por el filtro - está como máximo al nivel de
-40,5 dBm, y por lo tanto por debajo de la señal menor:
-35 dBm.

La situación es la misma en el otro caso.

5 El cálculo de la TFR.

Los dos cálculos asociados (vía coseno y vía seno) de la TFR para las señales "hacia delante", por ejemplo, deben tratar $N_T = 20$ muestras en 25 ms ($N_T = 2^2 \times 5$).

10

15

20

25

30

1
5
10
15
20
25
30
27108

TABLA D

a			b		
f	Filtración	TFR	f	Filtración	TFR
Hz	$F_L - f_0$ dB	n		$F_L - f_0$ dB	n
$f_0 = 1380$	- 520	7	$f_0 = 1140$	560	14
$f_1 = 1500$	- 640	4	$f_1 = 1020$	680	17
$f_2 = 1620$	- 760	1	$f_2 = 900$	800	0
$f_3 = 1740$	- 880	18	$f_3 = 780$	920	3
$f_4 = 1860$	- 1000	15	$f_4 = 660$	+ 1040	6
$f_5 = 1980$	- 1120	12	$f_5 = 540$	1160	9
Heterodinaje \uparrow			Heterodinaje \uparrow		
$F_L = 860$ Hz			$F_L = 1700$ Hz		
$F_E = 8000$ Hz			$F_E = 8000$ Hz		

1 Se hará referencia al esquema de la figura 5, que
representa la organización de los cálculos asociados reco-
gidos en uno solo con las notaciones complejas. Las mues-
tras temporales llegan a las 20 entradas del calculador re-
5 partido en cinco grupos de cada uno 4 muestras. Los rangos
de entrada k de cada uno de los 5 grupos son $k = 0, 1, 2, 3,$
4 y en el interior de cada grupos los rangos son $k + 0,$
 $k + 10, k + 5, k + 15,$ entrecruzamiento en los rangos de
entrada que está destinado a restablecer el orden en cada
10 grupo antes de la transformación final.

Cada grupo incluye gráficos de fluencia de Cooley
para $N = 4$ compuestos de dos tramas simples y una trama do-
ble, en cascada.

15 Las operaciones a efectuar para cada grupo no in-
cluyen más que sumas, puesto que para $N = 4$ los únicos va-
lores de $\exp(-j2\pi \frac{nk}{4})$ son 1, $(-j)$ y (-1) .

Debe observarse que el símbolo $(-j)$ no tiene el
sentido de una operación de multiplicación.

20 Las transformaciones intermedias en la tercera co-
lumna son marcadas: $Y_{i,r}$ con $i = 0, 1, 2, 3, 4$ y $r = 0, 1,$
2, 3.

Los rangos n de las salidas útiles están represen-
tados en la columna "n"; se sustituyen los órdenes $n = 19,$
16 y 13 por: $(n - N)$, o sea $-1, -4,$ y -7 .

25 Las salidas $Y(2), Y(5), Y(8), Y(-1), Y(-4),$
 $Y(-7)$ que definen, respectivamente, los seis componentes
 $A_f \exp(-j\phi_f)$ para f_2, f_1, f_0, f_3, f_4 y f_5 se obtienen por
las operaciones representadas a la derecha de la figura 5.

30 Estas últimas operaciones exigen $20 \times 4 = 80$ mul-
tiplicaciones y 40 sumas. Las operaciones preliminares para

1 obtener las $Y_{i,r}$ exigen 80 sumas, o sea, para el conjunto de los dos cálculos asociados, 80 multiplicaciones y 120 sumas.

5 Los $A_f \sin \phi_f$ y $A_f \cos \phi_f$, son elevados luego al cuadrado y los resultados sumados en los calculadores 2-7 y 2-8 de la figura 2 (doce multiplicaciones y seis sumas); los A_f^2 son corregidos por uno de los coeficientes multiplicadores α que corrigen las atenuaciones relativas aportadas por los filtros numéricos 2-3 y eventualmente 2-5 de la figura 2, o sea, como máximo, seis multiplicaciones suplementarias.

10 En total, para el cálculo final a partir de las señales que salen de los filtros numéricos:

15 98 multiplicaciones y 120 sumas cada 25 ms, o sea: 3.920 multiplicaciones y 4.800 sumas (8.720 operaciones) por segundo.

20 El heterodinaje y la filtración requieren, por segundo, como en el caso del sistema M.F. SOCOTEL, 64.000 multiplicaciones y 48.000 sumas. Pero este conjunto de operaciones no permite más que el tratamiento sucesivo de cuarenta vías de transmisión de señales multifrecuencias.

El caso del cálculo de las señales "hacia atrás" se trata exactamente de la misma manera.

25 Los medios de validación son comparables a los utilizados en el sistema M.F. SOCOTEL: solo son cambiados los límites absolutos y relativos de los niveles de las señales reconocidas.

30 Aunque los principios del presente invento hayan sido descritos más arriba en relación con ejemplos particulares de realización, se comprenderá claramente que dicha

1 descripción está hecha solamente a título de ejemplo y no
limita el alcance del invento.

5

10

15

20

25

30

1

REIVINDICACIONES

5

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

10

15

20

25

30

27108

1ª.- Receptor numérico para señales multifrecuencias constituidas, cada una, por la suma - muestreada a una frecuencia F_E , cuantificada y codificada linealmente - de varias sinusoides, cada una de la forma $A_f \text{ sen } 2\pi ft$, cuyas frecuencias f , que definen un código, son elegidas entre q frecuencias predeterminadas en progresión aritmética de razón $\Delta F_i = p \Delta F_0$ (p : número entero), siendo Δf_0 un divisor de F_E , receptor que incluye medios de cálculo de una transformada de Fourier rápida (TFR), caracterizado porque incluye, en serie: medios de heterodinaje numéricos que generan una frecuencia F_L situada en el centro o en la proximidad del centro de la banda de las q frecuencias y que cambian cada una de éstas en una frecuencia $F_L - f$, cuyo valor absoluto es un múltiplo de ΔF_0 , medios de filtración numérico pasabajos cuya frecuencia de corte f_p igual a la más elevada de las frecuencias $|F_L - f|$, estando destinados estos medios de filtración a llevar por debajo de un nivel predeterminado ($-A_{\text{min}}$) las componentes de frecuencias $F_L + f$ que resultan del heterodinaje, medios de recuento por r que, a la salida de los medios de filtración, retienen una cada r de las muestras de frecuencia F_E , siendo r

1 elegida igual a $\frac{F_E}{F_T}$, donde F_T es un divisor de F_E superior
 a $2f_p$ y un múltiplo de ΔF_0 , seguidos de dichos medios de
 cálculo de la transformada de Fourier rápida, y porque di-
 5 chos medios de cálculo de la transformada de Fourier rápi-
 da están provistos de $N_T = \frac{F_T}{\Delta F_0}$ entradas que reciben por
 segundo F_T muestras procedentes de los medios de filtración
 y de recuento y de q salidas correspondientes, cada una, a
 un valor y un solo de las frecuencias f de la señal numéri-
 ca de entrada.

10 2ª.- Receptor numérico según la reivindicación
 1ª, en el cual ΔF_i es un divisor de F_E caracterizado
 porque: F_L se elige igual a una de las dos frecuencias
 centrales del espectro de las q frecuencias en el caso de
 q par, y a la frecuencia central, en el caso de q impar,
 15 tomando f_p , respectivamente, los valores: $\frac{q}{2} \Delta F_i$ (q par)
 o $\frac{q-1}{2} \Delta F_i$ (q impar) y N_T que vale $\frac{F_T}{\Delta F_i}$.

20 3ª.- Receptor numérico según la reivindicación 1ª,
 en el cual: siendo $\Delta F_i = 2 \Delta F_0 - \Delta F_i$ y ΔF_0 diviso-
 res de F_E - y q es par, caracterizado porque F_L está si-
 tuada en el centro de la banda de las q frecuencias, to-
 mando f_p el valor $(q-1) \Delta F_0$ y valiéndose $N_T = \frac{F_T}{\Delta F_0}$.

25 4ª.- Receptor numérico según la reivindicación 1ª,
 en el cual $\Delta F_i = p \Delta F_0$ ($p \geq 2$), siendo aquí ΔF_0 el
 máximo común divisor de F_E y ΔF_i , caracterizado porque:
 si p y q son pares: F_L está situada en el centro de la ban-
 da de las q frecuencias, tomando f_p el valor $\frac{p(q-1)}{2} \Delta F_0$;
 si p es impar y q par; F_L está situada a más o menos
 30 $\frac{\Delta F_0}{2}$ del centro de la banda de las q frecuencias, to-

1 mando f_p el valor $\frac{p(q-1) + 1}{2} \Delta F_0$; si q es impar: F_L
 se elige igual a la frecuencia central del espectro de las
 q frecuencias, tomando f_p el valor $\frac{p(q-1)}{2} \Delta F_0$.

5 5ª.- Receptor numérico según las reivindicaciones
 1ª, 2ª, 3ª ó 4ª, cuyos medios de heterodinaje numérico son
 desdoblados en dos órganos de cálculo similares, caracteriza
 do cada uno porque incluye: una memoria muerta en que cada
 fila es la dirección de un valor cuantificado de la fase
 $\phi = 2\pi k \frac{F_L}{F_E}$ correspondiente a la frecuencia local F_L , es-
 10 tando el número de direcciones reducido a h , representando
 h el denominador de la fracción irreducible la $\frac{g}{h} = \frac{F_L}{F_E}$ y
 teniendo las direcciones los h valores: $0, \frac{2\pi g}{h},$
 $2 \frac{2\pi g}{h} \dots (h-1) \frac{2\pi g}{h}$ y en que cada fila lleva a los pun-
 15 tos de cruce con las columnas el valor numérico de $\cos \phi -$
 o $\sin \phi -$; medios para recibir las muestras a la frecuencia
 F_E por grupos sucesivos de h ; un multiplicador que efectúa
 el producto del valor numérico de las muestras por $\cos \phi$
 - o $\sin \phi -$ siendo ϕ la dirección que corresponde al rango
 de la muestra en el interior de cada grupo de h .

20 6ª.- Receptor numérico según la reivindicación 5ª,
 en que los medios de filtración numérica pasabajos están
 constituidos por filtros numéricos idénticos que funcionan
 a la frecuencia F_E colocados, respectivamente, en las sali-
 das de los órganos de cálculo primero y segundo, estando
 25 caracterizado cada uno de estos filtros porque: es de ca-
 rácter recursivo; su atenuación es inferior a un valor pre-
 determinado A_{max} en la banda pasante de $-f_p$ a $+f_p$; su ate-
 nuación es superior a un valor predeterminado A_{min} en la
 parte del espectro situada más allá de la frecuencia $F_L +$
 30 f_{min} , siendo f_{min} igual a la frecuencia más baja del espec-

1 tro de las q frecuencias.

5 7ª.- Receptor numérico según la reivindicación 5ª, en el cual cada uno de los órganos de cálculo va seguido de un filtro numérico según la reivindicación 6ª, cuya atenuación A_{\max} es despreciable, caracterizado porque: estos
 10 filtros van seguidos, cada uno, de medios de recuento por r , seguidos a su vez de un calculador de la TFR que tiene N_T pares de entradas y q pares de salidas de rangos bien determinados, correspondiendo cada par a una y solo a una de las frecuencias f y dando en valores numéricos las componentes complejas $A_f \exp(j\phi_f)$ del espectro, cada salida de un par va seguida de un multiplicador numérico que da $A_f^2 \cos^2 \phi_f$ para una salida y $A_f^2 \sin^2 \phi_f$ para la otra, q circuitos de adición numéricos que reciben, cada uno, los dos valores numéricos precedentes de igual rango y que proporcionan cada uno, en su salida, el valor numérico A_f^2 correspondiente a este rango.

15 8ª.- Receptor numérico según la reivindicación 5ª, en el cual cada uno de los órganos de cálculo va seguido de un filtro numérico según la reivindicación 6ª, cuya atenuación A_{\max} no es despreciable, estando caracterizado este receptor, que está provisto en la salida de los filtros de los mismos medios que los de la reivindicación 7ª, porque
 20 el efecto de las atenuaciones en la banda pasante que afectan a cada valor de A_f^2 asociado a una frecuencia f , es corregido gracias a q multiplicadores por $\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_q$ colocados en las salidas de los q circuitos de adición numéricos.

25 9ª.- Receptor numérico según la reivindicación 8ª que, al recibir una señal parásita de frecuencia f_c cuya
 30

1 transformada por el heterodinaje $(F_L - f_c) \left[\frac{F_T}{2} < /F_L - f_c \right] <$
 5 $\frac{F_T}{2} \right]$ se encuentra en la zona de transición de los fil-
 tros de la reivindicación 6ª, lleva medios auxiliares de
 atenuación a esta frecuencia $F_L - f_c$, caracterizado porque
 los medios de recuento por r van seguidos de filtros numé-
 ricos de igual naturaleza que los de la reivindicación 6ª,
 de igual banda pasante de $-f_p$ a $+f_p$, pero que funciona a
 la frecuencia F_T , siendo modificados los coeficientes α_1 ,
 10 $\alpha_2 \dots \alpha_q$ para tener en cuenta las atenuaciones suplemen-
 tarias aportadas por estos filtros numéricos auxiliares en
 la banda pasante.

10ª.- Receptor numérico según la reivindicación 8ª,
 en el cual ZF_T es un divisor de F_E que, al recibir una se-
 ñal parásita de frecuencia f_c cuya transformada por el he-
 15 terodinaje $(F_L - f_c) \left[\frac{F_T}{2} > /F_L - f_c \right] > \frac{F_T}{2} \right]$ se encuentra en
 la zona de transición de los filtros de la reivindicación
 6ª, incluye medios auxiliares de atenuación a esta frecuen-
 cia $F_L - f_c$, caracterizado porque cada uno de los filtros
 de la reivindicación 6ª va seguido, en cascada: de un con-
 20 tador por $\frac{r}{2}$, de un filtro numérico auxiliar de la misma ban-
 da pasante de $-f_p$ a f_p pero que funcionan a la frecuencia
 $2F_T$ y de un contador por 2, siendo modificados los coeficien-
 tes $\alpha_1, \alpha_2, \dots \alpha_q$ para tener en cuenta las atenuaciones
 suplementarias aportadas a estos filtros numéricos auxilia-
 25 res en la banda pasante.

11ª.- Receptor numérico para señales multifrecuen-
 cias.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que ante-
 cede, representado en los dibujos que se acompañan y con los
 30 fines que se han especificado.

1

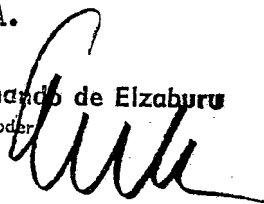
Esta Memoria consta de CINCUENTA Y SIETE hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 16. NOV. 1978

P.A.

5

Fernando de Elzaburu
Por Poder



10

15

20

25

30

21108

VAL

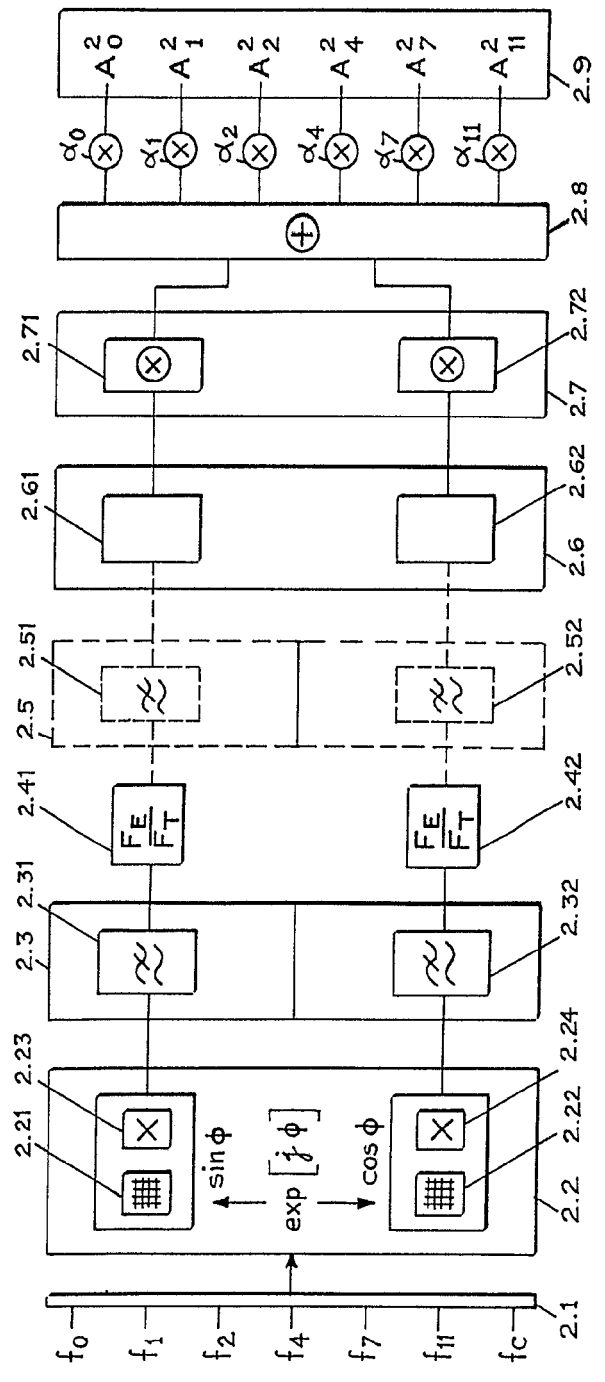


Fig. 1

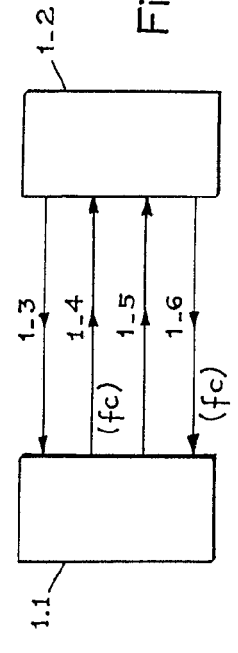


Fig. 2

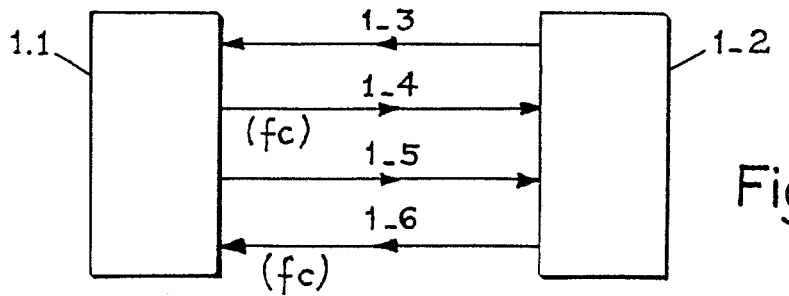
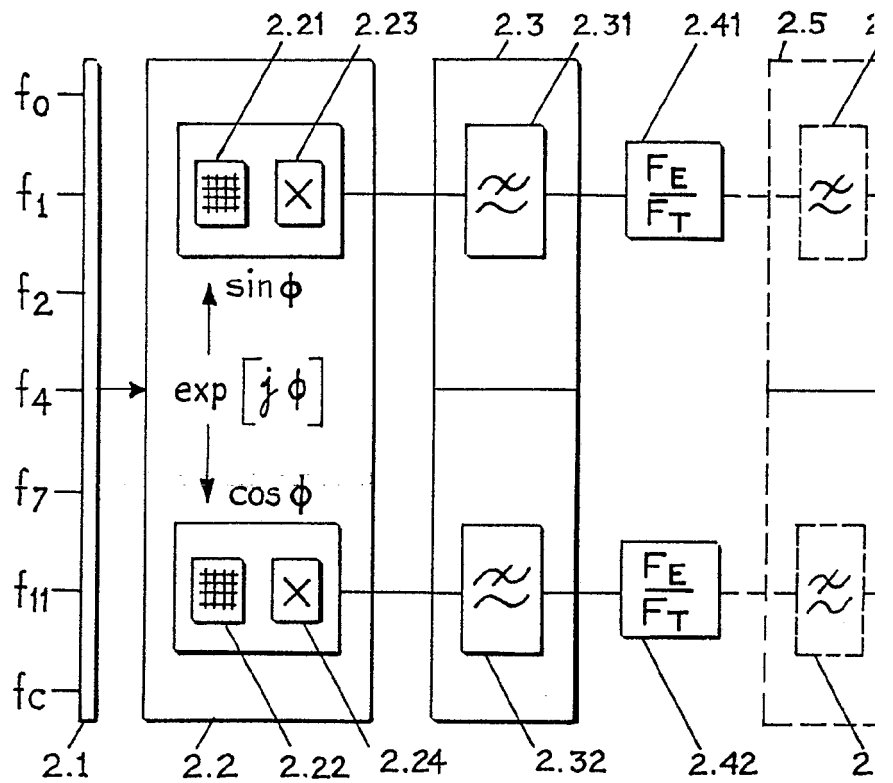


Fig.

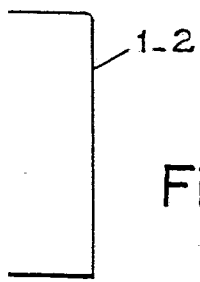
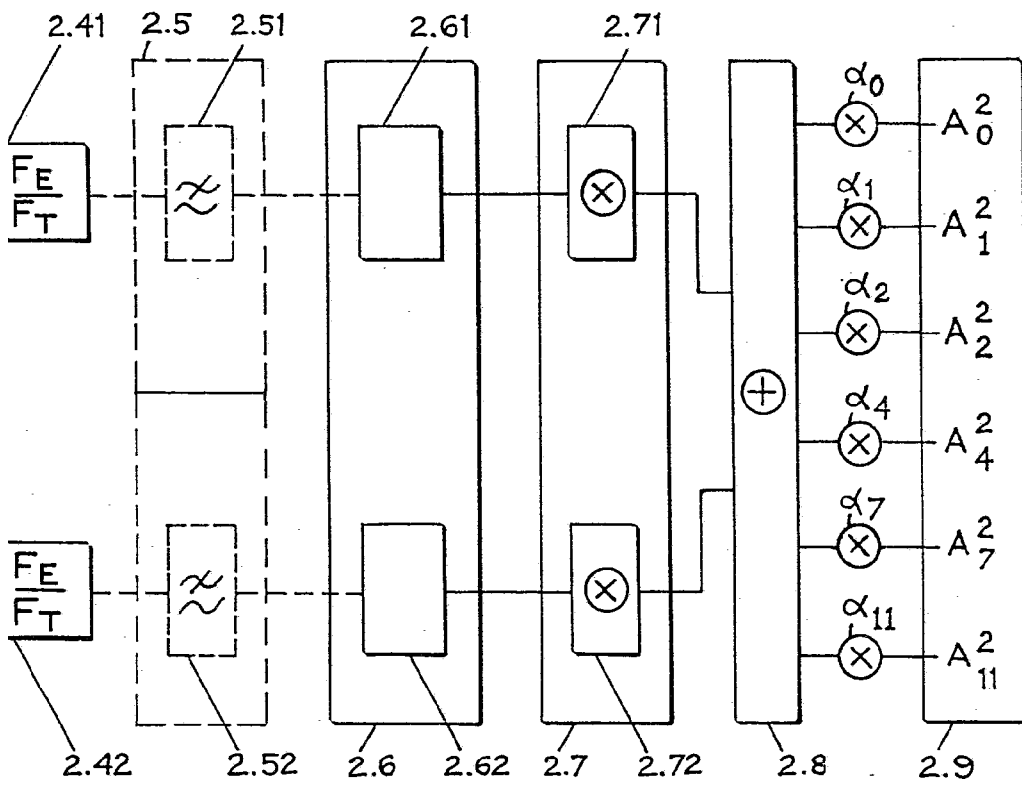

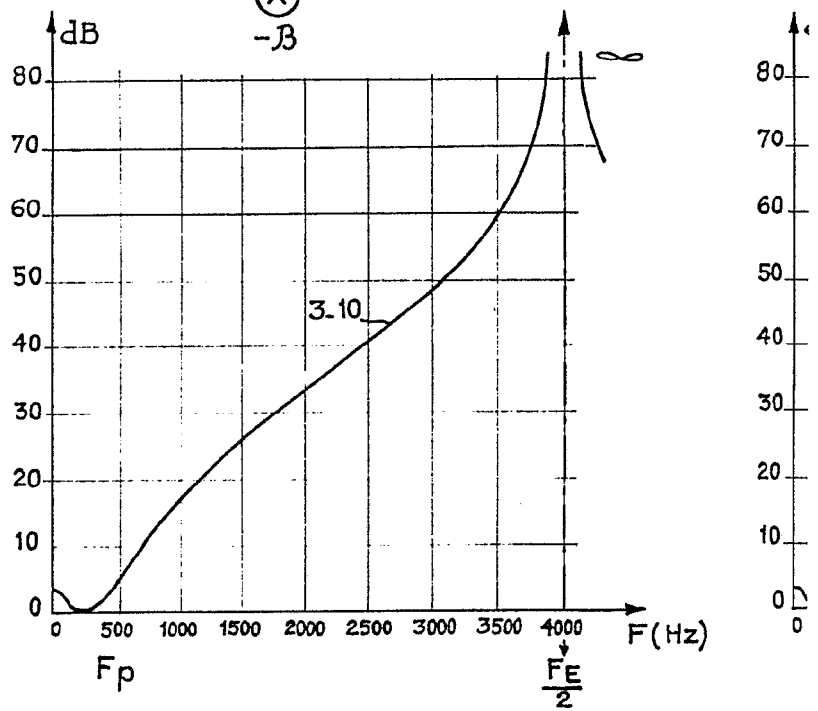
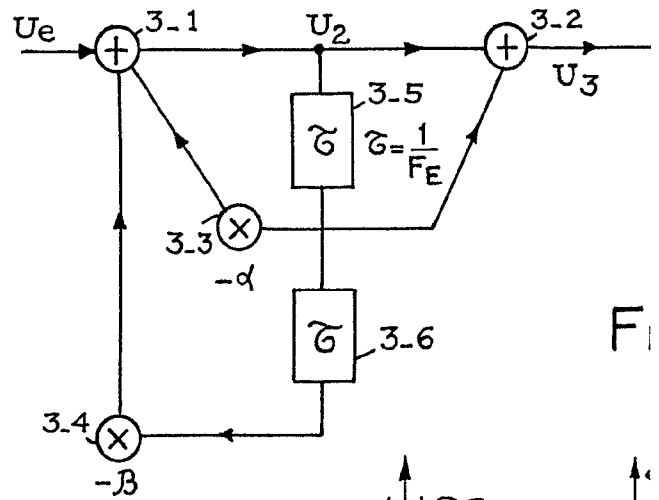


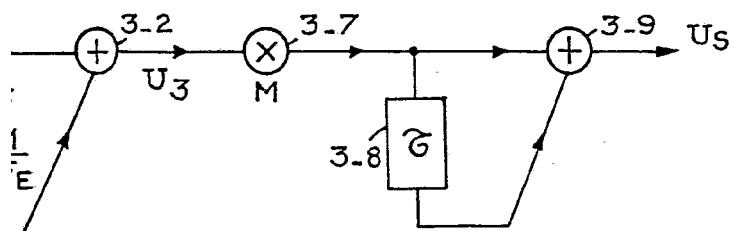
Fig. 2

Fig. 1

Fernando de Elzabarte
Por Pape.

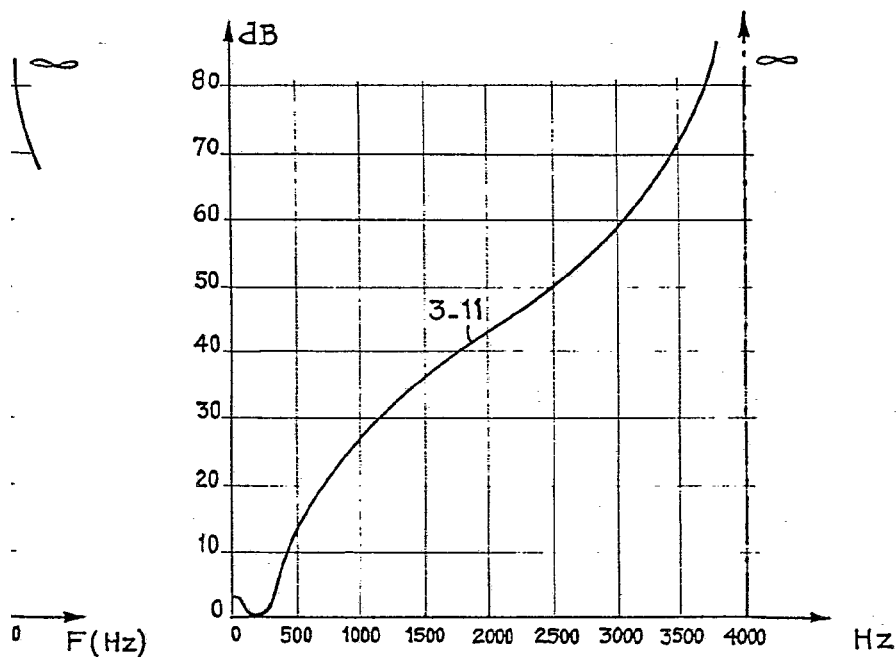






6

Fig. 3



Fernando de Alzab...
Por Favor.

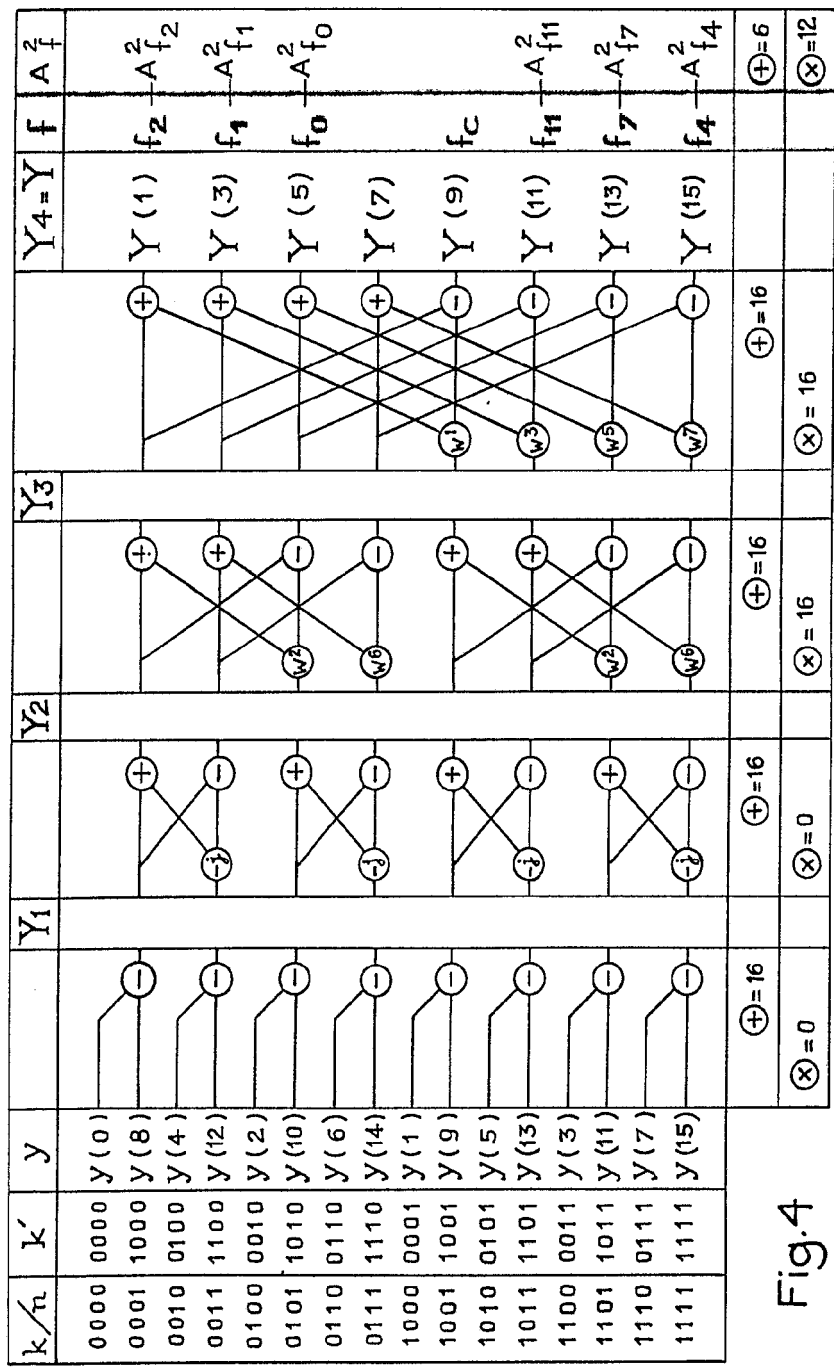


Fig.4

Fernando de Elizaburu

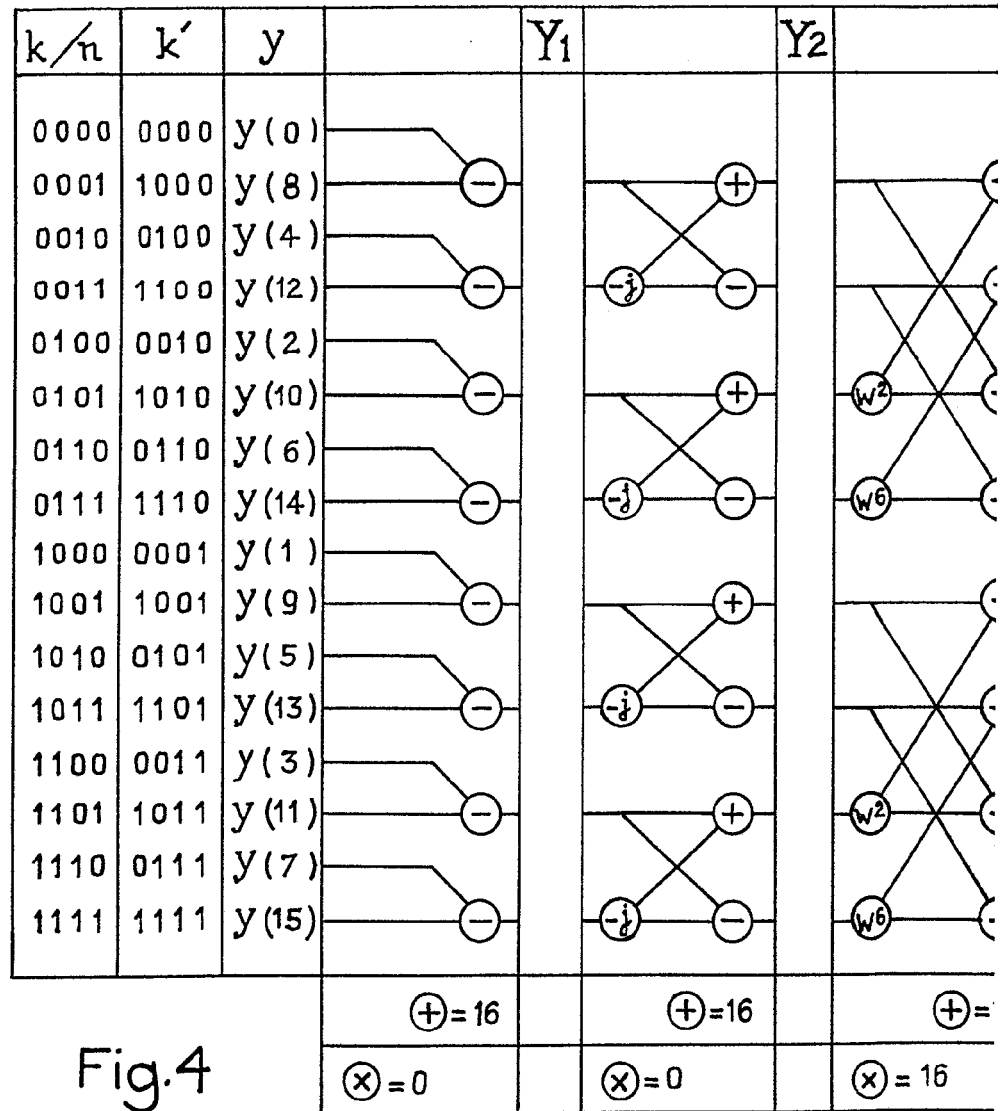


Fig.4

Y ₂	Y ₃	Y ₄ =Y	f	A _f ²
		Y (1)	f ₂	-A _{f₂} ²
		Y (3)	f ₁	-A _{f₁} ²
		Y (5)	f ₀	-A _{f₀} ²
		Y (7)		
		Y (9)	f _c	
		Y (11)	f ₁₁	-A _{f₁₁} ²
		Y (13)	f ₇	-A _{f₇} ²
		Y (15)	f ₄	-A _{f₄} ²
6	⊕=16	⊕=16		⊕=6
	⊗=16	⊗=16		⊗=12

"K"	Diagram	i r	"n"
0		Y _{0,0}	8-4
10		Y _{0,1}	5-7
5		Y _{0,2}	2
15		Y _{0,3}	-1
1		Y _{1,0}	8-4
11		Y _{1,1}	5-7
6		Y _{1,2}	2
16		Y _{1,3}	-1
2		Y _{2,0}	8-4
12		Y _{2,1}	5-7
7		Y _{2,2}	2
17		Y _{2,3}	-1
3		Y _{3,0}	8-4
13		Y _{3,1}	5-7
8		Y _{3,2}	2
18		Y _{3,3}	-1
4		Y _{4,0}	8-4
14		Y _{4,1}	5-7
9		Y _{4,2}	2
19		Y _{4,3}	-1

$$\frac{T.F.R.}{(N_T = 4 \times 5)}$$

$$f_2: Y(2) = \sum_{i=0}^4 Y_{i,2} \exp^{-\frac{2\pi j}{20} 2i} = \sum_{i=0}^4 Y_{i,2} \exp^{-j \frac{\pi}{5} i}$$

$$f_1: Y(5) = \sum_{i=0}^4 Y_{i,1} \exp^{-\frac{2\pi j}{20} 5i} = \sum_{i=0}^4 Y_{i,1} (-j)^i$$

$$f_0: Y(8) = \sum_{i=0}^4 Y_{i,0} \exp^{-\frac{2\pi j}{20} 8i} = \sum_{i=0}^4 Y_{i,0} \exp^{+j \frac{\pi}{5} i}$$

$$f_3: Y(-1) = \sum_{i=0}^4 Y_{i,3} \exp^{+\frac{2\pi j}{20} i} = \sum_{i=0}^4 Y_{i,3} \exp^{+j \frac{\pi}{10} i}$$

$$f_4: Y(-4) = \sum_{i=0}^4 Y_{i,0} \exp^{+j \frac{2\pi}{20} 4i} = \sum_{i=0}^4 Y_{i,0} \exp^{+j \frac{2\pi}{5} i}$$

$$f_5: Y(-7) = \sum_{i=0}^4 Y_{i,1} \exp^{+j \frac{2\pi}{20} 7i} = \sum_{i=0}^4 Y_{i,0} \exp^{+j \frac{7\pi}{10} i}$$

Fig.5

"k"		i r	"n"	
0		$Y_{0,0}$	8 -4	
10		$Y_{0,1}$	5 -7	
5		$Y_{0,2}$	2	f2: y(2)
15		$Y_{0,3}$	-1	
1		$Y_{1,0}$	8 -4	
11		$Y_{1,1}$	5 -7	f1: y(5)
6		$Y_{1,2}$	2	
16		$Y_{1,3}$	-1	
2		$Y_{2,0}$	8 -4	f0: y(8)
12		$Y_{2,1}$	5 -7	
7		$Y_{2,2}$	2	
17		$Y_{2,3}$	-1	f3: y(-1)
3		$Y_{3,0}$	8 -4	
13		$Y_{3,1}$	5 -7	
8		$Y_{3,2}$	2	f4: y(-4)
18		$Y_{3,3}$	-1	
4		$Y_{4,0}$	8 -4	
14		$Y_{4,1}$	5 -7	f5: y(-7)
9		$Y_{4,2}$	2	
19		$Y_{4,3}$	-1	

Fig

T. F. R
($N_T = 4 \times 5$)

$$f_2: y(2) = \sum_{i=0}^4 y_{i,2} \exp^{-\frac{2\pi j}{20} 2i} = \sum_{i=0}^4 y_{i,2} \exp^{-j\frac{\pi}{5}i}$$

$$f_1: y(5) = \sum_{i=0}^4 y_{i,1} \exp^{-\frac{2\pi j}{20} 5i} = \sum_{i=0}^4 y_{i,1} (-j)^i$$

$$f_0: y(8) = \sum_{i=0}^4 y_{i,0} \exp^{-\frac{2\pi j}{20} 8i} = \sum_{i=0}^4 y_{i,0} \exp^{+j\frac{\pi}{5}i}$$

$$f_3: y(-1) = \sum_{i=0}^4 y_{i,3} \exp^{+\frac{2\pi j}{20} i} = \sum_{i=0}^4 y_{i,3} \exp^{+j\frac{\pi}{10}i}$$

$$f_4: y(-4) = \sum_{i=0}^4 y_{i,0} \exp^{+j\frac{2\pi}{20} 4i} = \sum_{i=0}^4 y_{i,0} \exp^{+j\frac{2\pi}{5}i}$$

$$f_5: y(-7) = \sum_{i=0}^4 y_{i,1} \exp^{+j\frac{2\pi}{20} 7i} = \sum_{i=0}^4 y_{i,0} \exp^{+j\frac{7\pi}{10}i}$$

Fig. 5

Fernando de Elzaburu
Prof. Poder

