



200637

200637

MEMORIA DESCRIPTIVA

PARA SOLICITAR PATENTE DE INVENCION EN ESPAÑA POR:

"SISTEMA ELECTRICO DE COMUNICACION"

A NOMBRE DE STANDARD ELECTRICA, S.A., DOMICILIADA EN

MADRID, CALLE DE RAMIREZ DE PRADO Nº. 5

5 El presente invento se refiere a sistemas de comunicación por señales eléctricas de la clase en que una onda de señal se selecciona a intervalos de frecuencia en el transmisor y se transmite al receptor información sobre algunas características de cada selección y con dicha información se reconstruye la onda de señal.

En los sistemas de radio-comunicación se ha prestado

200637



mucho atención en los últimos años a la mejora de la proporción de señal-ruido dentro de las limitaciones impuestas por la potencia del transmisor, el ancho de banda de frecuencia disponible y la cantidad de información que ha de transmitirse en un tiempo dado. Este último factor está parcialmente determinado por la naturaleza de la señal que se ha de transmitir y parcialmente por el número de canales que han de proveerse.

Estas consideraciones han sugerido la utilización de cortos impulsos eléctricos como portadores de la onda de señal, y en la presente descripción se han seguido tres líneas principales de procedimientos, que son:

a) - Sistemas de modulación por posición del impulso, en los cuales cada selección de amplitud de señal está representada por el desplazamiento en tiempo de un impulso desde una posición media de tiempo.

b) - Sistemas de modulación por clave de impulsos, en los cuales cada selección es cuantificada y el valor cuantificado transmitido al receptor por impulsos de acuerdo con una clave.

c) - Sistemas de modulación por frecuencia pulsada, en los cuales impulsos cortos o conjuntos de trenes de ondas moduladas en frecuencia se transmiten al receptor representando

200637

3. < 6



de cada impulso una selección de la onda de señal.

Con relación al sistema b) deberá explicarse que por "cuantificar" se indica un procedimiento en el transmisor, por el cual la amplitud, u otra función tal como el cambio de amplitud, de la selección, se mide efectivamente con respecto a una escala que tiene un número determinado de pasos, con lo cual se determina el paso más próximo de la escala, que corresponde a la selección. El número que designa los pasos se expresa a continuación en forma de una clave de impulsos.

De estos tres sistemas, el de modulación por clave de impulsos se ha visto hasta ahora que es capaz de proporcionar el mejor resultado en lo referente a la proporción de señal a ruido, siendo iguales otros factores, pero parte de la ventaja se gana a expensas de la distorsión de la señal inherente al proceso de cuantificar, pues la exactitud con que se reproduce la onda de señal está limitada por la magnitud de los pasos de la escala de amplitud.

Con relación ahora a la elección de clave, ha de observarse que si hay n elementos de clave o cifras y cada cifra puede indicar m valores diferentes de algún parámetro, el número total de pasos de amplitud que puede estar representado por la clave es m^n . Se ha encontrado impracticable emplear una clave en la que m tenga un valor mayor de 2, que corresponde

200637

4.



a una clave binaria y así, a fin de reducir la distorsión
55 inherente a límites tolerables para un sistema de transmisión
vocal comercial, deben utilizarse por lo menos seis cifras.
El equipo necesario para cuantificar, codificar y descifrar
en un sistema de 6 cifras es muy complicado y costoso.

Ha de hacerse notar que se requiere en efecto un ca-
60 nal de comunicación separado para transmitir cada cifra de un
sistema de modulación de clave de impulsos, de modo que en un
sistema de 6 cifras cada señal de conversación requiere para
su transmisión 6 canales de impulsos, separados. En teoría,
naturalmente, la información referente a cada cifra podría
65 transmitirse al receptor sobre cualquier tipo de canal en el
que el parámetro indicador no sea necesariamente la amplitud
o posición en tiempo de un impulso.

El presente invento se destina a la producción de un
sistema de comunicación que proporciona un rendimiento general
70 mejor que el de un sistema de modulación de clave de impulso,
en el que no se emplea un proceso cuantificador, con lo que no
se produce la distorsión inherente de señal y que en la prác-
tica puede obtenerse con equipo más sencillo y más barato que
un sistema de clave de impulso.

75 De acuerdo con el presente invento un sistema eléctri-
co de comunicación que comprende en un transmisor, medios pa-

200637



80 ra seleccionar periódicamente una onda de señal, medios para derivar de cada selección varios índices que cada uno representa en una escala continua la misma función de dicha selección, pero que por lo menos uno de dichos índices representa dicha función ambigüamente, y medios para transmitir dichos índices por señales de tal naturaleza que la selección de señal puede reconstruirse partiendo de las mismas ambigüamente en una escala continua.

85 Por "índice" se indica una cantidad o parámetro, como por ejemplo el desplazamiento en tiempo de un impulso, o la frecuencia de una onda, que puede indicar la magnitud de alguna función de una selección de señal. Por "ambigüamente" se indica que uno cualquiera de los valores indicados por el índice corresponde a más de un valor de la función.

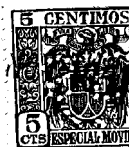
90

El sistema de acuerdo con el presente invento es en algunos aspectos igual a un sistema clave, y los "índices" corresponden en cierto modo a señales de clave en que dos o más de ellas se utilizan en el receptor para reconstruir la selección de señal. Pero aquí termina la similitud pues no hay cuantificación de la selección, ya que todos los índices que se utilizan representan la selección de acuerdo con una escala continua; esto es, no están restringidos a un número de valores limitado. Debido a esto se hace posible representar la

95

200637

40
6.



100 selección de señal con exactitud no utilizando más de dos índices y de esta circunstancia resulta la simplificación de los aparatos. Así, en las formas preferidas del invento, se utilizan dos índices diferentes, aunque podrían emplearse tres o más si se desea.

105 El significado del principio de ambigüedad del que depende el presente invento puede explicarse como sigue: Para mayor claridad se supondrá un sistema determinado de transmisión, a saber, un sistema de modulación de posición de impulso, pero las mismas ideas son aplicables, mutatis mutandis, a
110 otras formas de transmisión.

 En un sistema de modulación de posición de impulso, asumiendo una potencia de transmisión dada, la proporción de señal a ruido, puede aumentarse tanto como se desee, aumentando el recorrido en tiempo del impulso para una amplitud de señal dada. Sin embargo, el posible aumento del recorrido en
115 tiempo del impulso transmitido está limitado por dos factores:

- a) - La frecuencia de repetición del impulso determinada por el carácter de la señal que se ha de transmitir, y
120 b) - El número de canales que han de proveerse en el caso de un sistema multicanal.

 En los sistemas multicanales normales, el recorrido

20 0637

756



125 on tiempo máximo posible del impulso transmitido ya está em-
pleado, y así no es posible una mayor ganancia en la propor-
ción de señal a ruido.

130 Sin embargo, de acuerdo con el principio de ambigüe-
dad, cada canal está representado por un tron de impulsos ini-
ciales modulado de modo que el recorrido en tiempo es, por
ejemplo, diez veces la posible en el sistema normal. Sin em-
bargo, estos impulsos iniciales no se transmiten, pero cada
uno está representado por un impulso transmitido, cuyo reco-
rrido en tiempo está dentro de los límites impuestos por las
condiciones antes indicadas a) y b). Esto es posible si cada
posición en tiempo del impulso transmitido representa una
135 cualquiera de una serie de posiciones en tiempo diferentes,
del impulso inicial, y si por algún medio puede resolverse la
ambigüedad resultante.

140 Este resultado se consigue por la utilización de un
segundo impulso transmitido que también representa la misma
posición de tiempo del impulso inicial en forma alternativa.

145 Los dos impulsos transmitidos se utilizan en el re-
ceptor para reproducir un impulso que tenga la posición en
tiempo del impulso inicial sin ambigüedad, y con tal que se
utilice una técnica adecuada, el ruido que acompaña al impulso
reproducido, puede ser sustancialmente el que acompaña normal-

200637

8.



mento a uno de los dos impulsos transmitidos, eliminándose
el ruido que acompaña al otro impulso. En algunos casos, la
técnica adoptada en el receptor puede elegirse de tal modo
que el impulso reproducido desde dos o más impulsos transmi-
150 tidos tiene una posición en tiempo que tiene una desviación
debida al ruido que es la media de las desviaciones de ruido
de los impulsos transmitidos, de modo que la proporción de po-
tencia de señal a ruido se multiplica por el número de impul-
sos transmitidos que se utilizan para caracterizar cada impul-
155 so reproducido. Como el recorrido en tiempo del impulso repro-
ducido es diez veces mayor que la permitida para los impulsos
transmitidos, la proporción de señal a ruido aumentará en unos
20 decibels.

Se llama la atención sobre el hecho de que el siste-
160 ma de modulación de frecuencia pulsada c) antes mencionado,
tal como aquí se practica, no proporciona gran ventaja en lo
referente a la proporción de señal a ruido, pero este sistema,
si el transmisor está diseñado adecuadamente en la forma que
se explicará más adelante, se convierte en un caso particular
165 del presente invento y puede obtenerse la misma ventaja en lo
referente a la proporción de señal a ruido. Esto puede hacer-
se, por ejemplo, haciendo que cada impulso transmitido contenga
la fase de la onda portadora como índice ambiguo, mientras

200637

9.



que la frecuencia es el segundo índice mediante el cual puede
170 resolverse la ambigüedad. En el sistema tal como se ha practi-
cando hasta ahora, no puede utilizarse el índice de fase y no
puede obtenerse ventaja particular del índice de frecuencia
no ambiguo.

Deberá quedar entendido que en esta descripción, por
175 "fase", si una onda se utiliza como índice, se entiendo siem-
pre la fase relativa con respecto a alguna fase patrón. La
norma de comparación será frecuentemente la fase de las ondas
en un impulso procedente, o sección de ondas, pero podría ser
la fase de las ondas producidas por un oscilador principal
180 utilizado como patrón básico para sincronizar o controlar la
totalidad del sistema. Este punto se aclarará más cuando se
describan formas que utilizan un índice de fase.

Deberá explicarse que la importante mejora en la pro-
porción de señal a ruido que resulta de la aplicación de los
185 principios del invento, puede sólo obtenerse si el ruido a
que están sometidas las señales es sólo moderadamente alto.
Si el ruido es muy intenso, no puede obtenerse ventaja. Esta
limitación no es peculiar al presente invento, sino que se
refiere a todas las disposiciones para mejorar la proporción
190 de señal a ruido. Puede demostrarse que cuando la potencia en
el receptor que corresponde al ruido es del mismo orden que la

200637

26
10.



potencia de la señal recibida, ningún sistema puede dar mejores resultados que un sistema corriente de onda portadora de modulación de amplitud que utilice una sola banda lateral, con portadora suprimida.

La limitación indicada no es en realidad de importancia práctica, pues la comunicación comercial segura es sólo posible por cualquier sistema cuando las condiciones de ruido son tolerables. En tales circunstancias el presente invento permite obtener un gran aumento en la proporción de señal a ruido, en comparación con la que es posible bajo condiciones equivalentes con los sistemas conocidos.

Para ilustrar los diferentes aspectos del invento, se describirán cinco formas principales del mismo, con referencia a los adjuntos dibujos, como sigue:

Primera

Fig. 1 Circuito esquemático en bloque del transmisor.

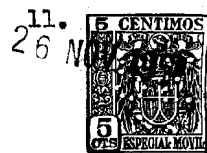
Fig. 2 Diagramas gráficos ilustrando el funcionamiento.

Fig. 3 Circuito esquemático en bloque del receptor.

Fig. 4 Circuito esquemático en bloque de demodulador de impulsos preferido utilizado en la fig. 3.

Figs. 5 y 6 Circuitos detallados de determinados elementos de la fig. 1.

20 0637



215 Segunda

Fig. 7 Circuito esquemático en bloque del transmisor.

Fig. 8 Circuito esquemático en bloque del receptor.

Fig. 9 Diagramas gráficos ilustrando el funcionamiento.

220 Tercera

Fig. 10 Circuito esquemático en bloque del transmisor, diseñado para multiplex división de frecuencia.

Fig. 11 Circuito esquemático en bloque del receptor correspondiente.

225

Fig. 12 Circuito esquemático en bloque de un receptor alternativo.

Fig. 13 Circuito esquemático en bloque del transmisor diseñado para división multiplex.

230

Fig. 14 Circuito esquemático en bloque del receptor correspondiente.

Cuarta

Fig. 15 Circuito esquemático en bloque del transmisor.

Fig. 16 Circuito detallado de un elemento de la fig.

235

15.

Fig. 17 Diagramas gráficos ilustrando el funcionamiento.



12.

200637

Fig. 18 Circuito esquemático en bloque del receptor.

Fig. 19 Circuito esquemático en bloque de un receptor alternativo.

240

Quinta

Fig. 20 Circuito esquemático en bloque del transmisor.

Fig. 21 Circuito detallado de un elemento de la fig. 20.

245

Fig. 22 Circuito esquemático en bloque del receptor.

En la primera forma del invento que se describirá con referencia a las figs. 1 a 6, los principios se aplican a un sistema de modulación de posición de impulso. Para mayor claridad, se supondrá un caso concreto, pero quedará entendido que los mismos principios pueden aplicarse a otros casos.

250

Se supondrá que el sistema proporcionará 12 canales para la transmisión de señales de conversación que ocupan en cada canal una banda de frecuencia cuyo límite superior es 3 Kc. por segundo. Esto requiere una frecuencia mínima de selección para cada canal de 6.000 veces por segundo, pero a fin de facilitar la selección de las frecuencias de señal de la frecuencia de selección, ésta se hará de 10.000 veces por segundo.

255

En consecuencia, se transmitirán impulsos de sincronización a intervalos de 100 microsegundos y entre cualquier

260

200637



13.

por de impulsos de sincronización deberán transmitirse los impulsos de canal en sus posiciones de tiempo adecuadas.

Se deduce que el intervalo o período asignado a cada canal será superior a 8 microsegundos. En el presente ejemplo se aplican los principios del invento por medio de un sistema de dos índices y así, deberán transmitirse dos impulsos durante cada período de canal de 8 microsegundos. Puede suponerse una duración de 0,1 microsegundo a cada uno de estos impulsos (si bien puede utilizarse cualquier duración conveniente) y a fin de permitir un margen liberal para un desfase de los impulsos, para intervalos de guardia y para selección de impulso de sincronización, se asignará un período de unos dos microsegundos para el margen total de desviación de cada impulso con una brecha de aproximadamente 1 microsegundo entre los dos períodos.

La fig. 1 muestra un diagrama de circuito esquemático en bloque de disposiciones en el terminal transmisor del sistema. Se muestran sólo los aparatos necesarios para un canal, además de los necesarios para transmitir los impulsos de sincronización, pero los aparatos para todos los canales son idénticos, excepto en lo referente a determinados ajustes que se explicarán, y se duplicarán para cada canal.

Con referencia a la fig. 1, un oscilador principal

200637



14.

de onda sinusoidal 1 suministra ondas a 10 Kc/seg. a un conductor 2 al cual está conectado el equipo para cada canal. Al conductor 2 está también conectado un generador de impulsos de sincronización 3 de tipo convencional que produce un tren de impulsos de sincronización positivos de, por ejemplo, 2 microsegundos de duración, por un procedimiento de hacer rectangular una onda sinusoidal patrón, diferenciarla a fin de producir pares de cortos impulsos positivos y negativos, limitarla para suprimir los impulsos negativos y darle forma para producir impulsos de sincronización de la duración requerida. Estos impulsos de sincronización se suministran a un conductor de salida 4 conectado a un cable (no se muestra) o a un radio-transmisor (tampoco se muestra) u otro dispositivo de comunicación adecuado.

El equipo para un canal incluye las partidas restantes que se muestran en la fig. 1. Los elementos 5, 6 y 7 son circuitos modificadores de fase ajustables, de cualquier tipo adecuado, cuyo ajuste se explicará más adelante. El elemento 8 es un modulador de fase al que se aplica la onda de señal moduladora de canal correspondiente, en los terminales 9 y 10. Los elementos 11, 12 y 13 son generadores de impulsos similares a 3, cada uno de los cuales produce un tren de impulsos repetido con un período de repetición medio de 100 micro-

200637



15.

segundos. Los impulsos (que se denominarán "impulsos de canal") producidos por el generador 11, pueden ser convenientemente de 0,1 microsegundo de duración, se modularán en posición en tiempo de acuerdo con la señal. Los impulsos producidos por los generadores 12 y 13, se utilizan como impulsos de barrera y deberán ser aproximadamente de una duración de 1,8 a 2 microsegundos respectivamente, por una razón que se explicará después. Naturalmente, estos impulsos no serán modulados.

El generador de impulsos de canal 11, está conectado a dos tubos similares 14 y 15, polarizados por encima de corte, siendo la disposición tal que cada impulso del generador 11 desbloquea los tubos instantáneamente, excitando así en choque dos circuitos resonantes correspondientes 16 y 17, conectados respectivamente a los tubos 14 y 15. Estos circuitos resonantes se sintonizan respectivamente a frecuencias de 550 y 500 Kc/sec.

Los circuitos resonantes 16 y 17 deben preferiblemente estar diseñados cada uno para producir un corto tron de ondas que desaparecen después de unos 15 periodos completos. Estos circuitos están respectivamente conectados a otros dos generadores de impulsos 18 y 19 similares a 3 y desde cada uno de ellos se produce un corto tron de unos 15 impulsos po-

200637



16.

330 sitivos cortos que se denominará "poine" de impulsos. Los im-
pulsos del poine del generador 18 se repetirán a intervalos
de 1,8 microsegundos, mientras que los del poine del genera-
dor 19 se repetirán a intervalos de unos 2 microsegundos. El
poine de impulsos del generador 18 y un impulso de barrera
335 del generador 12 se aplican a un tubo de barrera 20 de tal
modo que se selecciona uno de los impulsos del poine. El im-
pulso seleccionado aparecerá como impulso negativo; se aplica
después a un amplificador inversor 21 y se suministra como
primer impulso índice positivo al conductor 4 y después al
340 medio de comunicación. Similarmente el poine de impulsos del
generador 19 y un impulso de barrera del generador 13 se apli-
can a un tubo de barrera 22, y el impulso seleccionado se
aplica a través del amplificador inversor 21 como segundo im-
pulso índice positivo al conductor 4.

345 Quedará entendido que un grupo de elementos (no se
muestra) similar a 5 a 22 existirá para cada canal adicional
del sistema y se conectará del mismo modo entre los conducto-
res 2 y 4.

350 El funcionamiento y ajuste del circuito de la fig. 1
se explicará con respecto a los diagramas de la fig. 2. En es-
ta figura cada gráfico representa amplitudes de impulsos con
referencia a una escala de tiempo horizontal y en todos los

200637



17.

gráficos la escala de tiempo es la misma. En el gráfico A se muestra una serie de periodos de canal, cada uno de 8 micro-
355 segundos de duración, separados por líneas de puntos verticales, precedidos de un periodo de sincronización de 4 microsegundos de duración, ocupado por un impulso de sincronización 23 producido por el generador 3 de la fig. 1. Se supondrá que al aparato de canal mostrado en la fig. 1 es el del canal 7
360 y así, en el periodo del séptimo canal, en el gráfico A fig. 2, se muestran dos impulsos de barrera 24, 25 generados respectivamente por los generadores 12 y 13, fig. 1. Los modificadores de fase 6 y 7 deben ajustarse, por lo tanto, de modo que los impulsos 24 y 25 estén separados aproximadamente en un
365 microsegundo y aproximadamente centrados en el periodo del séptimo canal. En el gráfico B, fig. 2, se muestra el impulso de canal 26 producido por el generador 11, fig. 1, tal como aparece cuando el potencial de señal moduladora se aplica a los terminales 9 y 10 del modulador de fase 8, es cero. Las
370 líneas de puntos 27 y 28 representan los límites del recorrido de tiempo del impulso 26 modulado, y se supondrá que está separado en unos 20 microsegundos que es aproximadamente
2 1/2 periodos de canal.

Los gráficos C y D representan respectivamente los
375 peinos de impulsos producidos por los generadores 18 y 19.

200637

18.



Los impulsos iniciales 29 y 30 de estos peines, se muestran coincidiendo en tiempo con el impulso 26, que los inicia por medio de los elementos 14 a 17 según ya se ha explicado. Como las frecuencias de repetición de estos peines son 550 y 500
380 Ke. por segundo, respectivamente, el duodécimo impulso 31 del primer peine coincidirá también con el onceavo impulso 32 del segundo peine, precisamente 20 microsegundos después. Estas coincidencias están indicadas por líneas de puntos verticales que conectan los impulsos coincidentes.

385 Ahora, el impulso de barrera 24 y el peine, gráfico C, se aplican al circuito de barrera 20, fig. 1 y, por lo tanto, solamente uno de los impulsos de este peine será seleccionado y transmitido a través del amplificador inversor
21. Similarmente el impulso de barrera 25 y el peine, gráfico D, se aplican al circuito de barrera 22 y se seleccionará
390 el único impulso 34 de este peine.

Será aparente que al ajustar el modificador de fase 5 (fig. 1) al impulso 26 y ambos peines de los gráficos C y D se moverán a lo largo del eje de tiempo. El ajuste deberá
395 ser tal que los impulsos 33 y 34 seleccionados por los impulsos de barrera 24 y 25 estén cada uno aproximadamente en el centro del peine correspondiente. Este ajuste no es preciso sea muy exacto.

20 0637

19.



400 Estará claro que la duración del impulso de barrera
24 deberá ser igual al período de repetición del peine C, es-
to es aproximadamente 1,8 microsegundos, mientras que la du-
ración del impulso de barrera 25 deberá ser similarmente 2 mi-
crosegundos. Los impulsos 33 y 34 se denominarán impulsos ín-
dice y también se han mostrado en el gráfico A dentro de los
405 impulsos de barrera correspondientes 24 y 25.

410 Ahora, si se modula el impulso de canal 26 y comien-
za a moverse hacia la izquierda, los peines se moverán con él
y el impulso índice 33 se acercará al borde de la izquierda
del impulso de barrera 24. Cuando llegue a este borde desapa-
recerá, pero será reemplazado por el impulso siguiente 35 que
aparece justamente dentro del borde de la derecha del impulso
de barrera 24. Similarmente será para el impulso 34 y el im-
pulso de barrera 25. Así, la posición en tiempo de cada impul-
so índice transmitido es ambigua pues indica por sí misma va-
415 rias posibles posiciones en tiempo del impulso de canal 26.
Sin embargo, por las posiciones de los dos impulsos índice
juntos, se aclara la ambigüedad en el receptor según se ex-
plicará.

420 Estará claro que la duración de cada impulso de barre-
ra debería idealmente ser justamente igual al período de repe-
tición del peine correspondiente. Sin embargo, no podría man-

200637



20.

425 tenerse un ajuste tan crítico y así es preferible hacer que la duración del impulso de barrera sea ligeramente mayor, en cuyo caso se podrá seleccionar ocasionalmente un impulso extra. Esto en realidad no tiene importancia si se utilizan en el receptor disposiciones adecuadas, pero, según se explicará, el circuito barrera 20 ó 22 puede diseñarse para que suprima el impulso índice extra.

430 En la fig. 2 los dos impulsos de barrera 24 y 25 se han repetido en sus posiciones de tiempo originales en el gráfico G y los gráficos H y J muestran los dos peines tal como aparecen cuando la modulación cambia el impulso 26 a la posición 36, próxima al límite de recorrido "avanzado" 27. Se verá que los impulsos de barrera 24 y 25 seleccionan para 435 transmisión dos impulsos índice posteriores, de los peines, uno de los cuales es, en este caso, el impulso 31 mostrado en el gráfico C y el otro está designado 37. Estos impulsos aparecen en los impulsos de barrera 24 y 25 en posiciones relativas nuevas, según se indica en el gráfico G y desde estas 440 nuevas posiciones puede deducirse la posición del impulso 36. Será evidente que si el impulso de canal se cambia próximo al límite de recorrido "retrasado" 28, se cambiarán del mismo modo los peines a esta posición y los impulsos de barrera 24 y 25 seleccionarán otros dos impulsos de la proximidad del

200637

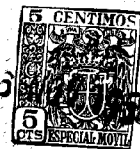


21.

445 comienzo de cada peine.

El aparato de canal para todos los otros canales funciona de la misma forma, siendo la única diferencia que los modificadores de fase 6 y 7 (fig. 1) se ajustarán para llevar los impulsos de barrera similares a 24 y 25 a los períodos de canal correspondientes y el modificador de fase 5 se ajustará correspondientemente para centrar los peines con respecto a los impulsos de barrera, según se ha explicado. Se deduce que por el circuito de la fig. 1 se transmitirán unas series repetidas de impulsos que cada una consiste en un impulso de sincronización seguido por doce pares de impulsos índice, correspondiendo cada par a un canal.

La fig. 3 muestra un circuito para recibir y demodular los impulsos índice producidos por la fig. 1. Sólo se muestra el aparato para un canal estando los restantes canales equipados similarmente. Los impulsos, después de ser demodulados de la onda portadora (si la hay) se suministran al terminal 38, conectado sobre el conductor 39 a un selector de impulso de sincronización 40, de tipo convencional (fig. 2) y los suministra a través de dos dispositivos de retardación ajustables 41 y 42, a dos generadores de impulsos 43 y 44 similares respectivamente a 12 y 13 (fig. 1) para producir impulsos de barrera similares respectivamente a 24 y 25 (fig.



200637

2). Los generadores de impulsos 43 y 44 están conectados respectivamente a dos circuitos de barrera 45 y 46 a cada uno de los cuales está también conectado el conductor 39. El primer y segundo impulso respectivamente seleccionados por los circuitos de barrera, se aplican respectivamente a los tubos bloqueados 47 y 48 para excitar en choque dos circuitos resonantes correspondientes 49 y 50, respectivamente sintonizados a 550 y 500 Kc/sog. Los cortos trenes de ondas así producidos, se aplican a través de modificadores de fase 51 y 52 a los generadores de impulsos 53 y 54 para producir dos correspondientes pines de impulsos similares a los producidos en el circuito de la fig. 1. Los elementos 47 a 50 y 53, 54, pueden ser respectivamente similares a los elementos 14 a 19 de la fig. 1.

Los dos pines de impulsos se aplican simultáneamente a un circuito de coincidencia 55 de cuya salida se obtiene un solo impulso que tiene el mismo grado de modulación en tiempo que el impulso de canal original 26 (fig. 2). El circuito de coincidencia 55 puede ser un circuito de tubo de barrera similar a 20 y 22 (fig. 1), que sólo da un impulso de salida cuando recibe dos impulsos de entrada simultáneos. Los impulsos del circuito de coincidencia 55 se aplican entonces a un demodulador 56, de cuya salida se obtiene la señal de mo-

20 0637

23.



19

dulación original. El demodulador deberá preferiblemente ser del tipo que emplea un discriminador de frecuencia por una razón que se explicará posteriormente.

495 Los elementos 41 a 56 se duplicarán para cada canal y las conexiones para los aparatos adicionales se harán en la misma forma a los conductores 39 y 57.

500 Los dispositivos de retardación 41 y 42 deberán ajustarse de modo que los impulsos de barrera producidos por los generadores 43 y 44 estén separados del impulso de sincronización recibido por los mismos tiempos que los impulsos 24 y 25 (fig. 2, gráfico A) están separados del impulso 23.

505 En la descripción que sigue, la retardación de transmisión que tiene lugar en el medio de comunicación y en los circuitos y que afecta por igual a todos los impulsos, no se considerará. Cuando se dice que los hechos ocurren "al mismo tiempo" en ambos terminales del sistema, quedará entendido que los tiempos en realidad difieren en la constante de rotación de transmisión.

510 Los dos impulsos índice 33 y 34 se recibirán en los tiempos indicados en el gráfico A, fig. 2. Después de la selección por los circuitos de barrera 45 y 46, estos impulsos iniciarán dos pines de impulsos que se muestran en los gráficos E y F. Los impulsos iniciales 58 y 59 de estos pines

200637

24.



515 se rotardarán por detrás de los impulsos correspondientes 33
y 34, de acuerdo con el ajuste de los modificadores de fase
51 y 52. Las retardaciones correspondientes están indicadas
por t_1 y t_2 . Estos tiempos deberán ajustarse por medio de los
modificadores de fase 51 y 52, de modo que cuando el impulso
de canal 26 no está modulado, ocurre una coincidencia entre
520 dos impulsos 60 y 61, cada uno de los cuales está aproximada-
mente en el centro del peine correspondiente. El punto impor-
tante es que esta coincidencia está determinada por la dife-
rencia $t_1 - t_2$ y así los valores tomados para t_1 y t_2 no son
críticos con tal de que su diferencia tenga el valor neces-
525 rio.

Está ahora claro que si el peine, del gráfico C, se
retardase en el tiempo t_1 , sus impulsos posteriores coincidi-
rían exactamente en tiempo con los impulsos del peine del
gráfico E, mientras que si el peine del gráfico D se retarda-
530 se en el tiempo t_2 , sus impulsos posteriores coincidirían
exactamente con los impulsos del peine F. Así, si t_1 y t_2 son
constantes, la coincidencia 60-61 ocurrirá en un tiempo fijo
después de la coincidencia 29-30, que coincide con el impulso
de canal 26. En otras palabras, la coincidencia 60-61 ocurre
535 en un tiempo fijo T después del impulso de canal 26 y no se
moverá con él.

200637

2526



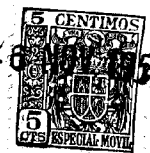
La coincidencia de los impulsos 60 y 61 de este modo, hace que el circuito de coincidencia 55 (fig. 3), produzca un impulso de salida que siempre está un tiempo constante T después que el impulso de canal 26 y por lo tanto tendrá la misma modulación en tiempo, que se extiende sobre un margen de ± 10 microsegundos, a pesar del hecho de que el recorrido de tiempo de los impulsos de cifras es sólo de ± 1 microsegundo.

Los gráficos K y L muestran las posiciones de los peines producidos por los elementos 53 y 54 en el receptor cuando se cambia el impulso de canal 26 a la posición 36. Los impulsos iniciales 58 y 59 de los peines de los gráficos K y L de nuevo son respectivamente posteriores a los impulsos 31 y 37, mostrados en el gráfico G, en los tiempos t_1 y t_2 , y los impulsos 62 y 63 de cada peine que ahora coinciden están avanzados en los peines, pero aún coinciden después que el impulso de canal 36 en el tiempo T . Por lo tanto, los impulsos obtenidos en la salida del circuito de coincidencia 55 (fig. 3), están separados en tiempo exactamente del mismo modo que los impulsos de canal modulados originales, pero están retrasados en el tiempo T .

Ha de indicarse que ocurre una segunda coincidencia entre los impulsos 64 y 65 de los peines K y L exactamente 20

20 0637

26.

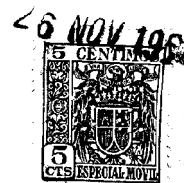


560 microsegundos después de la primera. Esto producirá un segun-
do impulso de salida correspondiente que sin embargo no tiene
importancia si se utiliza un discriminador sintonizado adecua-
do, para demodular los impulsos de salida. Sin embargo, si se
desea el circuito de coincidencia 55 puede diseñarse para su-
565 primir el segundo impulso de salida.

Hasta ahora nada se ha dicho sobre la duración de
los impulsos que forman los pines, Como todos los pines en
los terminales transmisor y receptor están eficazmente encla-
vados en tiempo, teóricamente la duración del impulso es in-
570 material con tal que no exceda de un valor que cause coinci-
dencias parciales indeseadas entre los pines. Sin embargo,
el efecto del ruido tiene que tomarse en consideración. El
ruido hará que los pines en el terminal receptor cambien en
tiempo independientemente, en valores pequeños y si los im-
575 pulsos son demasiado cortos pueden perderse por completo al-
gunas de las coincidencias deseadas. Como la diferencia entre
los períodos de repetición de los dos pines es de aproxima-
damente 0,2 microsegundo, si se toma la duración del impulso
de 0,1 microsegundo, cuando un cambio mutuo de los dos pines
580 alcanza un valor que momentáneamente hace que los impulsos de coin-
cidencia apropiados no se encuentren, habrá una coincidencia
del par de impulsos adyacente con, naturalmente, un error co-

200637

27.

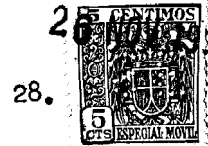


585 rrespondiente en la posición del impulso de salida. Así, la
duración que se ha de elegir para los impulsos de peine en el
terminal receptor, es la mitad de la diferencia entre los dos
períodos de peine, que en este caso será de 0,1 microsegundo.
Si la duración de los impulsos de peine excede de la diferen-
cia total entre los dos períodos de repetición de los peines,
entonces aparecerán múltiples coincidencias incluso con ausen-
590 cia de ruidos.

En el terminal transmisor la duración que se ha de
elegir para los impulsos de peine no es crítica, pero por uni-
formidad puede tomarse el mismo valor de 0,1 microsegundo pa-
ra la duración de estos impulsos. Sin embargo, deberá hacerse
595 notar que la duración de los impulsos de peine en el terminal
transmisor, y de los impulsos índice derivados de los mismos,
no necesita ser la misma que la duración de los impulsos de
peine en el terminal receptor, determinándose esta última du-
ración en la forma ya explicada.

600 Una consideración de la fig. 2 mostrará que si oca-
sionalmente dos impulsos índice adyacentes son admitidos por
uno de los impulsos de barrera 24 ó 25 en el terminal trans-
misor, el efecto en el terminal receptor será despreciable.
Lo único que sucederá es que el circuito resonante correspon-
605 diente 49 ó 50 (fig. 3) será excitado en choque por segunda

200637



voz en la misma fase. Esto aumentará la amplitud del tron de ondas así producido pero el poine de impulsos resultante (gráfico C ó D, fig. 2) no será afectado.

610 So ha dicho que el número de impulsos en cada uno de los pines, deberá ser aproximadamente 15. El número real no es crítico pero deberá ser tal que la duración total del poine exceda en un margen razonable a la suma del recorrido de tiempo total del impulso de canal 26 y del tiempo ocupado por los dos impulsos de barrera 24 y 25. Así, en este ejemplo, la duración
615 del poine de impulsos deberá exceder $20 + 5 = 25$ microsegundos. Quince impulsos del poine del gráfico D ocupan 28 microsegundos, lo cual da un margen seguro.

Ahora es conveniente explicar que aunque los impulsos iniciales 29 y 30 de los pines, gráficos C y D, fig. 2, se han
620 mostrado para mayor sencillez como coincidiendo en tiempo con el impulso de canal 26, en la práctica no habrá generalmente una coincidencia exacta porque el primer impulso producido por cada uno de los otos. resonantes 16 y 17 (fig.1) estará ligeramente retardado con respecto al impulso de canal 26 y los impulsos ini-
625 ciales 29 y 30 no coincidirán exactamente uno con el otro porque los periodos de los dos otos. resonantes son diferentes. Esto, sin embargo, no tiene importancia debido al ajuste de fase de los pines correspondientes en el receptor, según se ha explicado ya. Los tiempos

200637

29. 26



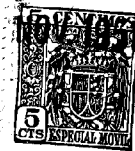
630 t_1 y t_2 , gráficos E y F, pueden siempre ajustarse para producir la coincidencia deseada de los impulsos 60, 61, uno desde el centro de cada pinta.

635 Se explicará ahora que la técnica utilizada en el terminal receptor para resolver la ambigüedad, es un factor importante en la mejora de la proporción señal a ruido y constituye el objeto de la solicitud de patente británica número 29465/50 (Earp 94).

640 En el ejemplo ilustrado en las figs. 1 a 3, si los tramos de ondas producidos por los circuitos resonantes excitados en choque 49 y 50 (fig. 3) se heterodinaban juntos para producir una onda de 50 Kc. de la cual se deriva el impulso de salida, esta onda o impulso portarían la modulación en tiempo del impulso de canal original 26, pero los pequeños cambios de fase relativos de las dos ondas heterodinas producidos por el ruido, se multiplicarían por diez y no se obtendría ventaja. Sin embargo, utilizando la técnica de coincidencia, no existe tal efecto de multiplicación. Si se supone, por ejemplo, que el ruido es suficiente para cambiar cualquiera de los impulsos de cifra recibidos en valores que no excedan de 1/20 microsegundo, puede entonces verse fácilmente que el
650 borde anterior y el borde posterior del impulso de salida pasado por el circuito de coincidencia 55 (fig. 3) pueden cada

20 0637 2 637

26
30.



uno estar retrasados o avanzados en $1/20$ de microsegundo como máximo, mientras que la duración del impulso de salida nunca puede exceder de $1/10$ microsegundo, aunque frecuentemente puede ser menos. Se ve así que la potencia de ruido que acompaña al impulso de canal reproducido no puede ser mayor que la potencia de ruido que acompaña a uno de los impulsos índice. Por lo tanto, si el recorrido del impulso de canal modulado original es diez veces el recorrido de tiempo de los impulsos índice, se verá que se obtiene una mejora de la proporción señal a ruido de 20 decibels.

Si en el proceso de demodulación se utilizan tanto el borde anterior como el posterior de los impulsos reproducidos, entonces puede obtenerse otra ganancia de 3 decibels en la proporción de señal a ruido, porque el ruido que afecta a cada borde se deriva de un impulso índice diferente, y así la desviación de la posición media del impulso es en promedio menor que la desviación de cualquiera de los dos bordes, porque los dos efectos de ruido no están relacionados. Puede obtenerse ventaja de esto si los impulsos modulados en posición de tiempo a la salida del circuito de coincidencia 55 (fig. 3) se demodulan en forma adecuada. La fig. 4 muestra un circuito esquemático en bloque de la forma preferida del demodulador 56 de la fig. 3. Consiste en un filtro de paso de banda

200637

26 N
31.



675 66 para seleccionar un armónico de la frecuencia de repetición
(10 Kc/seg.) de los impulsos de salida, seguido de un discrimi-
minador de frecuencia 67 de cualquier tipo convencional a cu-
ya salida se obtendrá la diferencial de la onda de señal
(pues el impulso de canal original 26, fig. 2, fué eficazmen-
680 te modulado en fase). Para obtener la onda de señal el discrimi-
minador 67 está seguido por un circuito integrador 68 de acuer-
do con la práctica bien conocida. Este método de demodular im-
pulsos modulados en posición, se describe en la patente bri-
tánica N°. 581005 (C.T. Scully 28).

685 En este caso el ruido reproducido depende de la va-
riación de la posición en tiempo medio de los impulsos y no
solo en la variación de los bordes anterior y posterior. El
armónico seleccionado por el filtro 66 deberá ser preferible-
mente el quinto armónico (50 Kc/seg.) pues en este caso los
690 impulsos extra debidos a coincidencias repetidas de los poi-
nes en el receptor a que ya se ha hecho referencia, no tendrán
efecto inconveniente.

El discriminador 67 puede ser, por ejemplo, del tipo
Foster-Socloy que se ilustra en la fig. 52a en la página 586
695 del Radio Engineer's Handbook, por F.E. Terman, primera edi-
ción, 1943. Como este discriminador incluye generalmente cir-
cuitos sintonizados, que pueden utilizarse para seleccionar

20 0637

26 NOV 1963
32.



el armónico deseado, puede no ser necesario el filtro 66.

Si se supone que la duración de los impulsos de peine es de 0,1 microsegundo, se verá que el ruido es tal que los
700 impulsos de cifra pueden cambiarse en más de 0,05 microsegundo y entonces los cambios de coincidencia al par de impulsos adyacentes y un error de tiempo de 2 microsegundos tendrá lugar para el impulso reproducido. Si el ruido es tal que el
705 error ocurre con relativa frecuencia, entonces no se puede obtener ventaja apreciable de la disposición descrita. Por esta razón se ha dicho antes que las condiciones de ruido deben ser moderadamente buenas a fin de que la mejora de la proporción señal a ruido pueda obtenerse de acuerdo con el invento. Así,
710 por ejemplo, si con un sistema de modulación de posición de impulso convencional que utilice una desviación de tiempo de ± 1 microsegundo, se obtiene una proporción de señal a ruido de 40 decibels (que sólo es moderadamente buena), el presente invento permite el aumento a por lo menos 63 decibels. Sin embargo, como se utilizan canales de dos cifras, para una comparación equivalente, deberán restarse 6 decibels, lo que hace
715 que la mejora real sea hasta por lo menos 57 decibels.

Puede decirse que el punto importante es que el proceso de demodulación incluya un funcionamiento que no es lineal o discontinuo y así los dos peines en el terminal recep-
720

20 0637

26 NOV



33.

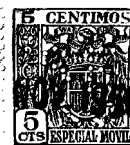
tor pueden cambiarse progresivamente en tiempo en relación uno con el otro durante un determinado tiempo sin afectar materialmente el resultado, hasta un punto en el cual tiene lugar un cambio relativamente grande repentino en los resultados.

En un sistema de dos índices multicanal de acuerdo con el invento, la diafonía entre canales procederá principalmente del canal procedente al canal de que se trate y la mayor parte afectará al primero de los dos impulsos índice. El efecto de esta diafonía puede prácticamente eliminarse aumentando la duración de los impulsos de peine que corresponden al primer índice en el terminal receptor y disminuyendo la duración de los impulsos de peine que corresponden al segundo índice, mientras se mantiene la suma de las duraciones de los dos impulsos igual a la diferencia de los dos períodos de repetición de los peines. En estas circunstancias, el impulso producido en la salida del circuito de coincidencia 55 (fig. 3) no será afectado por las desviaciones de diafonía del primer peine, pero incluirá como antes las desviaciones de ruido derivadas del segundo peine.

Si se desea, se pueden utilizar tres o más impulsos índice para caracterizar la posición en tiempo del impulso 26 fig. 2. Puede aumentarse entonces más la proporción de señal

20 0637

26
34.



745 a ruido, con tal de que la proporción de señal a ruido de cada canal índice individual sea ya relativamente buena.

Puede hacerse esto proveyendo en la fig. 1 elementos adicionales, que no se muestran, correspondientes a 6, 12, 14, 16, 18 y 20 para cada índice adicional. Habrá, naturalmente, impulsos de barrera adicionales (no se muestran) similares a 24 y 25, fig. 2, gráfico A, y la duración y separación de estos impulsos de barrera deberá ajustarse de modo que queden dentro del período de canal con márgenes razonables. En el receptor (fig. 3), los elementos 41, 43, 45, 47, 49, 51 y 53 se duplicarán para cada índice y el circuito de coincidencia 55 se diseñará para funcionar sólo a la recepción simultánea de uno de los impulsos de cada par.

750

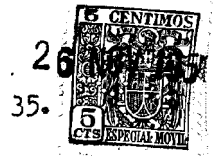
755

Se obtienen los mejores resultados cuando los períodos de repetición de los impulsos de los pines correspondientes están próximos; por ejemplo, si en un sistema de cuatro índices se utilizan períodos de 1,0, 1,1, 1,2 y 1,3 microsegundos, la posible mejora en la proporción de señal a ruido puede ser mayor de 60 decibels. Sin embargo, esto sólo se necesitara si se requiere una proporción excesivamente alta de señal a ruido (tal como 100 decibels) y podría sólo obtenerse si, como ya se ha dicho, la proporción de señal a ruido de cada canal índice es excepcionalmente buena. La razón principal

760

765

20 0637

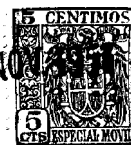


para utilizar cuatro o más índices sería cuando se necesita-
se que los canales índice individuales funcionasen con des-
viación de señal muy baja. La habilidad del sistema para pro-
ducir resultados ambiguos en presencia de un nivel alto de
770 ruido, se aumentará mejor si los periodos de peine seleccio-
nados se extienden aproximadamente sobre un margen de 2:1 y
están en progresión geométrica. Puede demostrarse que esta
elección tiene la propiedad de que la mejor inmunidad contra
775 falsas coincidencias de los impulsos de peine debidas a rui-
dos, se produce cuando la profundidad de modulación del im-
pulso de canal original 26 es moderada pero no está garanti-
zada en caso de una profundidad de modulación grande. Esto
representa que si el ruido que afecta a los canales índice
780 aumentase de modo que ocurriesen falsas coincidencias, el al-
to ruido de salida resultante puede contrarrestarse reduccion-
do la profundidad de modulación hasta que cesen las falsas
coincidencias. Esta facilidad, permite la obtención de los
mejores resultados posibles bajo condiciones variables de
785 ruido.

Es importante resaltar que el margen máximo de des-
plazamiento en tiempo del impulso de canal 26 (fig. 2, gráfí-
co B), es igual al periodo de coincidencia de los dos peinos
de impulsos que con los valores numéricos particulares elegi-

200637

26 NOV 36.



790 dos antes, es de 20 microsegundos. Si se excede este margen,
 se introduce una ambigüedad de uno o más periodos de coin-
 cidencia. Además, la ampliación; esto es, la proporción del
 desplazamiento en tiempo del impulso de canal con respecto
 a los impulsos índice, está dada por el número de periodos
 795 de impulsos de peine en el periodo de coincidencia. Así, en
 el caso antes supuesto, la ampliación es 10. Si las frecuen-
 cias elegidas para los dos circuitos resonantes son respeco-
 tivamente F_1 y F_2 , la ampliación es de $\frac{F_1}{F_2 - F_1}$ y el margen
 máximo de desplazamiento en tiempo del impulso de canal es
 800 $\frac{1}{F_2 - F_1}$.

Así, las frecuencias F_1 y F_2 deberán elegirse para
 ser adecuadas a las condiciones que ha de cumplir el siste-
 ma.

La fig. 5 muestra los detalles de la forma preferi-
 805 da del modulador de fase 8 que se muestra en la fig. 1. Es
 de un tipo conocido que comprende dos tubos pentodo 69 y 70
 que tienen en común una carga de ánodo que comprende un cir-
 cuito resonante en paralelo 71 sintonizado a la frecuencia
 del oscilador principal 1 (10 Kc/seg.). Este oscilador debo-
 810 rá estar conectado a los terminales de entrada 72, 73 del mo-
 dulator, cuyos terminales están conectados a un transforma-
 dor de entrada 74 sintonizado a 10 Kc/seg. por el condensa-

200637

28 NOV



815 dor 75. El devanado secundario de este transformador está
conectado entre tierra y las rejillas de control de los tu-
bos 69 y 70, comprendiendo los dispositivos modificadores de
fase respectivamente la resistencia 76 y el condensador 77,
estando interpuestos el condensador 78 y la resistencia 79,
con lo que se cambia la fase de las ondas aplicadas a estas
rejillas en $\pm 45^\circ$ respectivamente.

820 Los terminales 9 y 10 para la onda de señal modula-
dora, están conectados a un transformador 80 que tiene un de-
vanado secundario conectado entre las rejillas supresoras de
los dos tubos y que tiene una toma central conectada a tie-
rra. Las ondas de salida moduladas en fase se obtienen de un
825 terminal 81 conectado a los ánodos de los tubos a través de
un condensador de bloqueo 82.

830 El circuito funciona del modo siguiente: Se aplican
potenciales de señal iguales y opuestos a las rejillas supre-
soras de los tubos y esto aumenta la corriente de ánodo de
un tubo y disminuye la del otro. La corriente alterna de sa-
lida es la resultante de dos corrientes en cuadratura, una
de las cuales es disminuida por el potencial de señal y la
otra aumentada. La fase de la corriente de salida, por lo
tanto, varía de acuerdo con el potencial de salida.

835 La fig. 6 muestra detalles de los elementos 14, 16,

20 0637

38
26



18 y 20 de la fig. 1, combinados en un solo circuito. Los
elementos 15, 17, 19 y 22 serían similares. En la fig. 6 los
impulsos del generador 11 (fig. 1) se aplican a un terminal
de entrada 83 conectado a través de un condensador 84 a la
840 rejilla de control de un tubo 85 normalmente bloqueado por
la polarización de cátodo producida por el dispositivo 86.
Conectado en serie con el circuito de ánodo del tubo 85, hay
un circuito resonante paralelo que comprende una inductancia
87 y un condensador 88. Este circuito resonante está acopla-
845 do a través de un condensador 89 a un segundo circuito reso-
nante paralelo similar que comprende una inductancia 90 y
un condensador 91.

Los dos circuitos resonantes paralelos deben ambos
sintonizarse a la misma frecuencia que estará próxima a los
850 550 Kc/seg. y deberán ser de tal modo que la combinación forme
un filtro de paso de banda estrecha con la banda centrada
sobre 550 Kc/seg.

Los elementos 87 a 91 pueden estar diseñados de modo
que cuando estén excitados en choque por el repentino desblo-
855 queo del tubo 85 por un impulso positivo desde el generador
11 (fig. 1), se produzca un tren de ondas de salida cuya am-
plitud se amplía uniformemente desde cero y de nuevo se con-
trae. Esta condición puede obtenerse eligiendo el valor del

20 0637

26



39.

860

865

870

875

880

condensador 89, de modo que el acoplamiento crítico se produzca entre los dos circuitos resonantes, con lo que constituyen sustancialmente un filtro de paso de banda con una característica de frecuencia "plana en la cúspide". Por una selección adecuada de la frecuencia de resonancia y de los factores de amortiguación de los circuitos resonantes, puede hacerse que cada excitación en choque produzca un corto tren de ondas con unas 15 semiondas positivas y 15 negativas de amplitud apreciable.

Los elementos 87 a 91 forman el circuito resonante 16 de la fig. 1 y el circuito 17 será igual, excepto que los dos circuitos resonantes paralelos deberán sintonizarse con una de los 500 Kc/sig., a fin de producir un filtro de paso de banda estrecho con la banda centrada sobre 500 Kc/sig.

Puede añadirse que los circuitos resonantes pueden estar constituidos por varias formas de circuitos de filtro u otros dispositivos resonantes. Esta denominación "circuitos resonantes" deberá, por lo tanto, entenderse que incluye cualquier dispositivo de este tipo apropiado.

El tren de ondas de salida desde el circuito resonante, se aplica a través de un condensador de bloqueo 92 a la rejilla de control de un tubo limitador 93 polarizado y dispuesto de tal modo que se producen en el ánodo una serie

200637

26



40.

de unos 15 impulsos rectangulares u ondas positivas y 15 negativas de acuerdo con la bien conocida técnica de "cuadrar". Estas ondas son diferenciadas por el condensador 94 y la resistencia 95 para producir unos 15 pares de cortos impulsos diferenciales positivos y negativos que se aplican a la rejilla de control del tubo de barrera 96 polarizada normalmente por encima del punto de corte por el dispositivo de polarización de cátodo 97. Los impulsos diferenciales negativos no producen efecto sobre el tubo de barrera y los 15 impulsos positivos diferenciales constituyen el peine ilustrado en el gráfico C, fig. 2. Se aplican también impulsos de barrera del generador 12 (fig. 1) al terminal 98 y a través del condensador de bloqueo 99 a la rejilla supresora del tubo de barrera, permitiendo así el paso de uno de los impulsos positivos del peine desde el ánodo al terminal de salida 100 a través del condensador de bloqueo 101. Este impulso de salida es entonces el impulso índice correspondiente.

A fin de evitar que el tubo de barrera responda a un segundo impulso de peine (que de otro modo podría ser seleccionado en las circunstancias arriba explicadas) se conecta el ánodo del tubo 96 a través de un condensador 102 y un rectificador 103 al condensador 104 conectado en serie entre la resistencia 95 y tierra. El borde anterior de un impulso

20 0637

26



41.

905 dígito de salida (que será de sentido negativo por razón de
la inversión a través del tubo de barrera), carga negativa-
mente el condensador 104 aumentando la polarización de rejilla de modo que el tubo 96 no responderá al impulso de peine siguiente. Un segundo rectificador 105 conecta el condensador
910 102 a tierra y proporciona un circuito de baja resistencia para el borde posterior de sentido positivo del impulso indicado. La resistencia 106 en paralelo con el condensador 104 deberá elegirse de modo que la constante de tiempo correspondiente sea grande en comparación con el período de repetición del peine (2 microsegundos), pero pequeño en comparación con
915 el período de repetición de los impulsos de canal (100 microsegundos), de modo que el condensador 104 estará sustancialmente descargado cuando el siguiente impulso de canal llega al terminal 83.

920 Los elementos 102 a 106 no son, sin embargo, esenciales y podrían omitirse.

El circuito de coincidencia 55 (fig. 3) puede disponerse en la misma forma que el tubo 96, y si el impulso de salida adicional que corresponde a la coincidencia adicional a
925 que se ha hecho referencia ha de ser eliminado, pueden proveerse elementos similares a 102 a 106. La constante de tiempo de los elementos 104, 106 deberá, sin embargo, elegirse para que

20 0637

26



42.

930 sea grande en comparación con el período de coincidencia (20 microsegundos). Cuando se utilizan tres o más índices, el circuito de coincidencia 55 podría consistir en un tron de dos o más tubos dispuestos similarmente a 96 para producir las coincidencias múltiples y sólo el último necesita estar provisto de los elementos supresores 102 a 106.

935 Puede añadirse que, si se desea, puede conectarse una resistencia adicional (no se muestra) entre el cátodo de cada uno de los tubos 85, 93 y 96 y el terminal positivo de alta tensión, a fin de fijar más definidamente el potencial de cátodo.

940 En la segunda forma del invento que se describirá ahora, se supondrá el mismo sistema básico, y será un sistema de dos índices pero solamente uno de ellos es ambiguo en este caso. El índice ambiguo está representado por un impulso normal modulado en posición transmitido con un corto recorrido de tiempo, aproximadamente igual al del impulso índice ambiguo.

945

El circuito transmisor de este sistema se muestra en la fig. 7. Algunos elementos son iguales a los mostrados en la fig. 1 y han recibido los mismos números de designación. El modulador de fase 107 es similar a 8, fig. 1, excepto que

200637

26 NO



43.

950 el recorrido de fase se limita a $\pm 3,6^\circ$, con lo que los impulsos producidos por el generador de impulsos 108 (que es similar a 3) tienen un recorrido de tiempo dentro de los límites ± 1 microsegundo. Estos impulsos se transmiten directamente al conductor 4 como primeros impulsos índices y portan
955 la señal con poca desviación pero sin ambigüedad.

A fin de obtener el impulso índice ambiguo, las ondas moduladas en fase en la salida del modulador 107, se aplican a un multiplicador de frecuencia 109 que multiplica la frecuencia por 10. Las ondas de salida de este multiplicador
960 contendrán, por lo tanto, una modulación de fase multiplicada por 10 y estarán, por consiguiente, dentro de los límites de $\pm 36^\circ$.

Un segundo multiplicador de frecuencia 110 está conectado al conductor 2 y multiplica la frecuencia del oscilador principal 1 por 9, produciendo una onda de salida, no modulada, de 90 Kc/sog. de frecuencia. Estas ondas se aplican, a través del modificador de fase 6, a un modulador de amplitud 111 accionado como cambiador de frecuencia, junto con las ondas moduladas en fase de 100 Kc/sog. de frecuencia del multiplicador 109. Como la banda lateral inferior tiene una frecuencia de 10 Kc/sog., es seleccionada por un filtro incluido
965 en el modulador. Se emplean circuitos cambiadores de frecuen-

970



200637

cia similares en algunas de las otras formas posteriores del
invento y los moduladores se denominarán "moduladores cambia-
975 dores de frecuencia". La banda lateral seleccionada se aplica
al generador de impulsos 11 que produce un impulso de canal
del cual, como antes, un impulso de peine es producido por
los elementos 15, 17 y 19. Deberá observarse que la banda la-
teral a 10 Kc/seg. tendrá el mismo grado de modulación de fa-
980 se que la onda de 100 Kc. a la salida del cambiador de fre-
cuencia 109; esto es, dentro de los límites de $\pm 36^\circ$, o diez
veces el grado de modulación de la onda de 10 Kc. a la salida
del modulador de fase 107. Así, los impulsos de canal a la
salida del generador de impulsos 11, tendrán una modulación
985 en tiempo dentro de los límites de ± 10 microsegundos. Supo-
niendo que el circuito resonante 17 se sintoniza a 500 Kc/seg.,
como en el caso de la fig. 1, el impulso de peine producido
en la salida del generador de impulsos 19, será exactamente
similar al peine mostrado en el gráfico D, fig. 2.

990 El circuito receptor, fig. 8, también tiene varios
elementos similares a los elementos de la fig. 3, que tienen
los mismos números de designación. Los impulsos índice prime-
ro y segundo del canal son seleccionados respectivamente como
antes por los circuitos de barrera 45 y 46, por medio de los
995 correspondientes impulsos de barrera de 2 microsegundos de du-

200637



45.

- ración derivados del selector de impulso de sincronización
40. El segundo impulso índice produce un peine de impulsos, como antes, por medio del tubo bloqueado 48, circuito resonante 50 sintonizado a 500 Kc/seg. y generador de impulsos
- 1000 54. El primer impulso índice ambiguo produce un tren de ondas a la salida del circuito resonante 49 que en este caso está también sintonizado a 500 en vez de 550 Kc/seg. Estos se suministran a un modulador cambiador de frecuencia 112 al que también se suministra una onda continua no modulada de una
- 1005 frecuencia de 450 Kc/seg., a través de un cambiador de frecuencia 113. Esta onda se obtiene aplicando los impulsos de sincronización del selector 40 a un tercer tubo bloqueado 114 que excita en choque a un tercer circuito resonante 115 sintonizado a 450 Kc/seg. y que tiene una amortiguación muy pequeña, de modo que se obtiene una onda de salida sustancial-
- 1010 mente continua de 450 Kc. La salida de banda lateral inferior a 50 Kc/seg. es seleccionada del modulador 112 por un filtro de banda incluido en el mismo y se suministra al generador de impulsos 53.
- 1015 Como el primer impulso índice está modulado en tiempo dentro de límites de $\frac{1}{2}$ 1 microsegundo, la onda de 500 Kc. a la salida del circuito resonante 49 estará modulada en fase dentro de límites de $\frac{1}{2}$ 180°. Se deduce que la banda late-

200637

26 Nov. 1946



1020 ral de 50 Kc. a la salida del modulador 112, estará también
modulada en fase dentro de límites de $\pm 180^\circ$. Así, el recor-
rido de tiempo total de los impulsos de peine producidos
por el generador de impulsos 53, será de ± 10 microsegundos
y estos impulsos se repetirán a intervalos de 20 microsegun-
dos. Este peine es mucho más basto que el otro y sus impul-
1025 sos se utilizan más como impulsos de barrera para permitir
que el circuito de coincidencia 55 seleccione el impulso de-
terminado del peine producido por el generador de impulsos
54 que corresponde a la desviación de tiempo del impulso de
canal original.

1030 Como el primer impulso indico sólo tiene un peque-
ño recorrido de tiempo, estará sometido a ruido, cuyo efecto
es multiplicado por 10 debido al cambio de frecuencia produ-
cido por el modulador 112. Por lo tanto, los impulsos produ-
cidos por el generador 53, deben alargarse considerablemente
1035 a fin de que este ruido no se transfiera a los impulsos pro-
ducidos a la salida del circuito de coincidencia 55. Una du-
ración de aproximadamente 1 microsegundo sería adecuada para
estos impulsos, suponiendo que los impulsos del otro peine
son de 0,1 microsegundo de duración como antes. La ganancia
1040 de 3 decibels en la proporción de señal a ruido obtenida de
la combinación del ruido que afecta a los dos peines en la

200637



47.

primera forma del invento, no es, por lo tanto, disponible en el presente caso.

Se explicará ahora el funcionamiento del circuito con referencia a la fig. 9, que es similar a la fig. 2. El gráfico A muestra los periodos de canal dispuestos como antes. En el séptimo periodo de canal se muestra el primer impulso índice ambiguo 116, producido por el generador 108 (fig. 7) y el impulso de barrera 117 de 2 microsegundos de duración, producido por el generador 13. El gráfico B muestra el impulso de canal 118 producido por el generador de impulsos 11 y que tiene límites de recorrido de tiempo de ± 10 microsegundos, representados por las líneas de puntos 119 y 120. El gráfico C muestra el peine de impulsos producido por el generador 19 en respuesta al impulso de canal 118 cuando está en la posición no modulada que se muestra. El cambiador de fase 6 deberá ajustarse de modo que el impulso de barrera 117 seleccione un impulso 121 en el centro del peine de unos 15 impulsos. El impulso así seleccionado se transmite como segundo impulso índice ambiguo. El gráfico D muestra de nuevo el primer impulso índice ambiguo 116 que se transmite. En este caso no se produce ningún segundo peine de impulsos en el transmisor.

El segundo impulso índice 121 produce en el receptor

20 0637

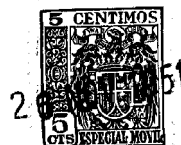


48.

1065 (fig. 8) el peine que se muestra en el gráfico E que ocurre a la salida del generador 54. El primer impulso índice 116 produce a la salida del generador 53 un peine de impulsos espaciados en 20 microsegundos, dos de los cuales se muestran en 122 y 123 en el gráfico F. Estos impulsos deberán ser mucho más anchos que los impulsos del otro peine, según ya se ha dicho. Ajustando el modificador de fase 113 (fig. 8) pueden moverse los impulsos 122 y 123 en cualquier sentido a lo largo del eje de tiempo y el ajuste deberá ser tal que el impulso 122 coincida con el impulso central 124 del peine, gráfico E, cuando el impulso de canal 118 no está modulado. El impulso 124 aparece como el impulso de canal reproducido a la salida del circuito de coincidencia 55 (fig. 8).

Supóngase ahora que el impulso de canal 118 se cambia a la posición 125 que está, por ejemplo, 9,2 microsegundos adelantada. El primer impulso índice 116 se moverá exactamente en un décimo de este valor; esto es, 0,92 microsegundos antes, a la posición que se muestra en el gráfico G en 126. Al mismo tiempo el peine, gráfico C, se mueve 9,2 microsegundos antes a la posición que se muestra en el gráfico H y el impulso de barrera 117, que también se muestra en el gráfico G seleccionará un impulso posterior 127 para transmisión como segundo impulso de cifra. En el receptor, el primer

20 0637



49.

impulso índice 126, que de nuevo se muestra en el gráfico J
ocurrirá 0,92 microsegundo más pronto que antes. La recepción
1090 del impulso índice 127 iniciará el peine que se muestra en el
gráfico K, mientras que el impulso 126 producirá los dos im-
pulsos 128 y 129 mostrados en el gráfico L. Como el cambio
del impulso 126 se multiplica efectivamente por 10, debido
al cambio de frecuencia en el modulador 112, es evidente que
1095 los impulsos 128 y 129 se producirán 9,2 microsegundos más
pronto que antes. El impulso 128 seleccionará del peine un
impulso 130, gráfico K, y será evidente que este impulso es-
tará separado del impulso 125 en el gráfico B por el mismo
tiempo que el impulso 124 gráfico E está espaciado del impul-
1100 so 118. En otras palabras, los recorridos de tiempo de los
impulsos de canal 118, son reproducidos exactamente por los
impulsos a la salida del circuito de coincidencia 55. El rui-
do que acompaña a los impulsos de salida es sólo el que acom-
paña al segundo impulso índice que no es multiplicado por un
1105 proceso de cambio de frecuencia.

Se observará por los gráficos K y L que el impulso
129 seleccionará algunas veces un segundo impulso 131 del
peine generado en el receptor. Como ya se ha explicado, esto
no tendrá importancia si el discriminador está sintonizado a
1110 50 Kc/seg. o si el impulso adicional puede ser eliminado en

20 0637

26

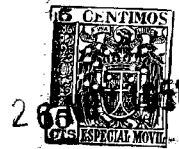


50.

el circuito de coincidencia 55 (fig. 8).

Se llama la atención sobre la utilización del cambio de frecuencia aplicado a la salida del circuito resonante 49 en la fig. 8. Esto es necesario para igualar los cambios de tiempo de la envolvente de las ondas moduladas en fase de las que se derivan respectivamente los dos peines. Por cambio de tiempo de la envolvente ha de entenderse el recorrido de tiempo máximo de algún punto característico de la onda, tal como un punto cero. Cuando se hace esto, los cambios de tiempo de los dos peines resultantes serán siempre iguales y estos cambios de tiempo deberán siempre igualarse antes de que se aplique el principio de coincidencia. En el sistema descrito con referencia a las figs. 1 a 6, los impulsos índices se derivan en el transmisor de dos peines con cambios de tiempo iguales y así, los cambios de tiempo de los peines derivados de estos impulsos índice en el receptor (fig. 3) ya eran iguales. En el presente caso, el segundo impulso índice ambiguo se derivó de un peine que tiene diez veces el cambio de tiempo del impulso ambiguo y así tuvo que introducirse una multiplicación por 10 de cambio de tiempo en el receptor (fig. 8) a fin de que los dos peines resultantes tuviesen el mismo cambio de tiempo de la envolvente. Ocurre un caso similar en la cuarta forma del invento que se des-

20 0637



51.

cribirá después y que se ilustra en la fig. 18.

1135

Deberá quizás explicarse que la multiplicación se obtiene en el modulador de cambio de frecuencia porque la banda lateral de salida tiene el mismo cambio angular de fase que la onda de entrada modulada en fase, cuando la onda heterodina no está modulada y el cambio de tiempo que corresponde a un cambio angular de fase dado es inversamente proporcional a la frecuencia.

1140

Por lo tanto, al seleccionar del modulador la banda lateral inferior, que tiene un décimo de la frecuencia de la onda de entrada, el cambio de tiempo de la envolvente de la banda lateral se multiplicará por diez.

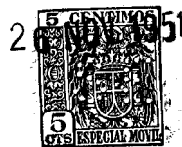
1145

Como en el caso de la primera forma del invento, pueden emplearse si se desea índices ambiguos adicionales y pueden ser útiles cuando la proporción de señal a ruido de los canales de cifra es tal que pueden producirse falsas coincidencias. Puede establecerse una disposición análoga a una clave binaria tal como se usa en un sistema de modulación de impulso clave en el que los recorridos de tiempo de los diferentes impulsos índice son respectivamente ± 1 , ± 2 , ± 4 , ± 8 microsegundos y así sucesivamente, siendo ambiguo el primer índice. Sin embargo, según se ha explicado, la señal se reproducirá con exactitud sin los errores cuantitativos del

1150

1155

20 0637



52.

sistema de modulación de impulso clave.

1160 En la tercera forma del invento, ilustrados en las figs. 10 a 14, los índices se transmiten por trenes de ondas moduladas en fase en vez de por impulsos cortos. En la disposición mostrada en las figs. 10, 11 y 12, el multiplado de las señales se efectúa por división de frecuencia mientras que en la forma modificada ilustrada en las figs. 13 y 14, se efectúa por división de tiempo.

1165 La fig. 10 muestra una forma del circuito de transmisión de esta forma del invento e incluye ciertos elementos similares a los elementos correspondientes de la fig. 1. Estos elementos tienen los mismos números de designación y accionan en la misma forma, excepto que se utilizan frecuencias diferentes según se hará notar. La fig. 10 ilustra dos disposiciones ligeramente diferentes, cualquiera de las cuales puede obtenerse accionando adecuadamente los tres conmutadores 132, 133 y 134. Se supondrá primero que los conmutadores están en la posición que se muestra en la figura.

1175 También se supondrá, por ejemplo, que el modulador de fase 8 está diseñado para producir un recorrido de fase máximo dentro de los límites de ± 1 radiante. Los impulsos producidos por el generador 11 tendrán en este caso un recorrido de tiempo máximo dentro de los límites de ± 16 micro-

20 0637



53.

1180 segundos aproximadamente. Los dos circuitos resonantes 16 y
17 deberán en este caso sintonizarse a frecuencias de 200 y
180 Ko. por segundo, respectivamente. Los generadores de im-
pulsos 18 y 19 producirán entonces peinos con periodos de re-
petición de impulsos de 5 y 5,5 microsegundos, respectivamen-
1185 te. Estos peinos deben preferiblemente cada uno consistir de
unos 9 impulsos en este caso.

En el presente caso, los dos circuitos de barrera
20 y 22 son abiertos simultáneamente por los impulsos de ba-
rrera del generador de impulsos 12 y la duración de estos
1190 impulsos de barrera deberá ser de unos 6 microsegundos. Los
cambiadores de fase 5 y 6 deberán ajustarse de modo que bajo
condiciones de modulación cero se seleccione un impulso indi-
co de aproximadamente el centro de cada peine de impulsos.
En la práctica, uno de estos cambiadores de fase podría pro-
1195 bablemente omitirse. Como los impulsos de barrera son de du-
ración ligeramente más larga que cualquier periodo de peine
algunas veces se seleccionarán dos impulsos indico.

Se observará que el circuito hasta este punto es
sustancialmente el mismo que el circuito de la fig. 1, excep-
1200 to por el hecho de que los impulsos de barrera que correspon-
don a los dos indices son simultáneos en vez de sucesivos. En
la presente forma, en vez de transmitir directamente los im-

20 0637



54.

1205 pulsos índice, se utilizan para producir dos trenes correspondientes o grupos de ondas que tienen los mismos cambios de tiempo que los impulsos índice. Estos grupos de ondas se transmiten al receptor y sirven como índices ambiguos que caracterizan la amplitud de la señal.

1210 Para producir estos grupos de ondas, los impulsos índice seleccionados por los circuitos de barrera 20 y 22, se pasan a un segundo par de tubos bloqueados correspondientes 135, 136, seguidos por los circuitos resonantes 137 y 138 sintonizados a 200 y 180 Kc/sec., respectivamente. Los elementos 135 a 138 pueden ser, generalmente, similares a los elementos 14 a 17, pero cada uno de los circuitos resonantes deberá preferiblemente ser en la forma mostrada en la

1215 fig. 6 y deberá estar diseñado de modo que los grupos de ondas producidos aumentan de amplitud suavemente desde cero a un máximo en unos 50 microsegundos y después disminuyen de nuevo en el mismo período de modo que los grupos de ondas

1220 ocupan cada uno un período de unos 100 microsegundos. Como el período de cada grupo de ondas es el mismo que el del peine de impulsos correspondiente, el cambio de tiempo del impulso índice podría determinarse por la observación de la fase de parte del grupo de ondas con respecto a una fase patrón.

1225 Así, los impulsos índice pueden considerarse como transmitidos

200637



55.

por modulación de fase de los grupos de ondas.

1230 Estará claro que como la repetición del período de impulsos de cada peine es el mismo que el período del circuito resonante correspondiente, no importa si algunas veces se seleccionan dos impulsos índice por el impulso de barrera.

Los grupos de ondas en la salida de los circuitos resonantes 137 y 138, pueden combinarse y transmitirse sobre un cable coaxial (no se muestra), por ejemplo, o pueden radiarse directamente desde una antena (tampoco se muestra).

1235 Alternativamente podrían utilizarse para modular una onda portadora radiada de muy alta frecuencia, ultra-alta frecuencia o superalta frecuencia.

1240 Será evidente que podrían producirse canales adicionales sobre una base de división de frecuencia, seleccionando otros pares de frecuencia tales como 140 y 160 ó 220 y 240 Kc/seg., en vez de las frecuencias de 200 y 180 antes indicadas. La misma onda portadora de alta frecuencia podría ser modulada simultáneamente por los grupos de ondas modulados en fase teniendo todos estos pares de frecuencias.

1245 El circuito receptor para el sistema de la fig. 10 se muestra en la fig. 11, el cual, como en la fig. 10, muestra dos disposiciones ligeramente diferentes que pueden ser seleccionadas por dos conmutadores 139 y 140. Estos conmuta-

20 0637



56.

1250 dores podrían primero suponerse que están en la posición mostrada.

1255 Los grupos de ondas modulados en fase que tienen frecuencias de 200 y 180 Kc/seg., después de ser demodulados de la onda portadora (si la hay), se suministran al conductor 141 y después a dos filtros de paso de banda 142 y 143 que separan las dos clases de grupos de ondas. Los grupos de ondas de 200 Kc. se suministran desde el filtro 142 a través de un cambiador de fase 144 a un generador de impulsos 145 similar a 18 que produce de cada grupo de ondas, en la forma ya explicada, un peine de impulsos que tiene un período de repetición de 5 microsegundos.

1260 Los grupos de ondas de 180 Kc. se suministran desde el filtro 143 directamente a un segundo generador de impulsos 146, similar a 19, que produce un peine que tiene un período de repetición de impulsos de 5,5 microsegundos. Los dos peines se aplican a un circuito de coincidencia 147 para proporcionar impulsos de salida que tienen la modulación en tiempo de salida de ± 16 microsegundos, los cuales se pasan a través de un demodulador 148 para recobrar la onda de señal como antes. Los elementos 145 a 148 corresponden exactamente a los elementos 53 a 56 de la fig. 3. El cambiador de fase 144 deberá ajustarse para obtener una coincidencia entre im-

20 0637



51.

pulsos, una desde el centro de cada peine, en condición de modulación cero. Este cambiador de fase podría haberse conectado delante del generador de impulsos 146.

1275

En este caso, el discriminador deberá preferiblemente sintonizarse a 20 Kc./seg., a fin de que sea indiferente una coincidencia adicional de los dos peines en el receptor.

Se observará que la utilización de los grupos de ondas modulados en fase, hace que el receptor sea mucho más sencillo que el de la fig. 3.

1280

Por la selección de las frecuencias de 200 y 180 Kc/seg. la amplificación será aproximadamente de 10 como antes, pero el recorrido de tiempo del impulso de canal podría ser de hasta ± 25 microsegundos. De acuerdo con la explicación antes dada, utilizando frecuencias más altas, tales como 580 y 600 Kc/seg., puede utilizarse el mismo recorrido de tiempo, pero el ensanche o ampliación es ahora de 30 y podría producirse una mejora en la proporción de señal a ruido de unos 30 decibels.

1285

1290

Frecuencias de 200 y 180 Kc/seg. pueden ser inconvenientemente bajas para radiación directa y, a fin de utilizar frecuencias más altas y al mismo tiempo mantener la ampliación o ensanche a no más de 10, pueden utilizarse las disposiciones alternativas que se muestran en las figs. 10

200637



58.

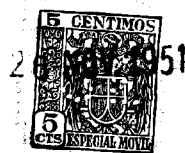
1295 y 11. Los conmutadores 132, 133, 134, 139 y 140 se supondrán ahora accionados a las posiciones alternativas.

1300 En el circuito transmisor de la fig. 10, el modulador cambiador de frecuencia 149 seguido de un filtro de paso de banda 150 se conecta entre un circuito resonante 16 y el generador de impulsos 18. Al mismo tiempo se suministran las ondas del oscilador principal 1 a un multiplicador de frecuencia 151, que multiplica por 8, cuya salida se suministra al modulador 149 y tendrá una frecuencia de 80 Kc/seg.

1305 Los circuitos resonantes 16 y 17 deberán ahora sintonizarse a 900 y 1.000 Kc/seg., respectivamente, y el filtro 150 deberá estar diseñado para seleccionar la banda lateral superior (980 Kc/seg.) del modulador 149. Los circuitos resonantes 137 y 138 deberán sintonizarse a 980 y 1.000 Kc/seg. y éstas son ahora las frecuencias que se emiten.

1310 En el receptor, fig. 11, el accionamiento de los conmutadores 139 y 140 a la otra posición, introduce el modulador cambiador de frecuencia 152 y el filtro de paso de banda 153 entre el filtro 142 y el cambiador de fase 144. Al mismo tiempo, se conecta un detector de tiempo 154 al filtro 1315 142 y rectifica las ondas recibidas, que tiene una componente envolvente a 10 Kc/seg, que es de magnitud apreciable. Esta componente es seleccionada por el filtro de paso de banda 155

20 0637



59.

1320 y pasada a un multiplicador de frecuencia 156 que multiplica por 8. La salida de este multiplicador que tiene una frecuencia de 80 Kc./seg. se suministra al modulador 152.

1325 El filtro 142 estará en este caso diseñado para seleccionar los grupos de ondas de 980 Kc. que se reciben por el conductor 141 y éstos se suministran directamente al modulador 152. La banda lateral inferior de 900 Kc./seg. es seleccionada por el filtro 153 y suministrada a través del cambiador de fase 144 a un generador de impulsos 145. El filtro 143 se sintonizará en este caso para seleccionar grupos de ondas a 1.000 Kc. que se pasan directamente al generador de impulsos 146. Con esta disposición el cambiador de fase 144
1330 podría alternativamente haberse conectado entre los elementos 143 y 146 o entre 155 y 166, o entre 156 y 152.

Utilizando frecuencia de 900 y 1000 Kc. la ampliación es de 10 como antes, pero el período de coincidencia es ahora de 10 microsegundos, de modo que el máximo recorrido de
1335 tiempo del impulso de canal sólo sería de ± 5 microsegundos. Estas frecuencias podrían haberse radiado directamente, pero esto no sería una disposición conveniente para un solo canal. Por lo tanto, el cambio de frecuencia se introduce para permitir poner las frecuencias radiadas más próximas (980 y
1340 1.000 Kc.) manteniendo aún la ampliación o ensanche a no más

200637

26



60.

de 10. En el receptor tiene que introducirse el cambio de frecuencia complementaria para igualar los cambios de tiempo de la envolvente, como ya se ha explicado.

1345 En este caso, el discriminador que forma parte del demodulador 148, deberá preferiblemente sintonizarse a 100 Kc/seg.

1350 Ya se ha mencionado que los grupos de ondas a 200 y 180 Kc. podrían utilizarse para modular una onda portadora de alta frecuencia, pero el ancho de banda ocupado por un solo canal sería en este caso algo excesivo. Por el contrario, es mejor traducir cada uno a una frecuencia mucho más alta antes de la emisión. Supóngase, por lo tanto, que los grupos de ondas se traducen a frecuencias de 80.020 y 80.000 Kc/seg. respectivamente. Entonces el receptor de la fig. 11 puede
1355 reemplazarse por la forma modificada que se muestra en la fig. 12.

1360 Los grupos de ondas a 80 Mc/seg. son recibidos por un receptor convencional del cual sólo se muestran en 157 los circuitos de frecuencia intermedia que se supondrá de 2 Mc/seg. Los dos filtros de paso de banda 158 y 159 seleccionan los grupos de ondas que se han transferido a 2.000 y 2.020 Kc/seg. respectivamente. Los grupos de ondas seleccionados se suministran respectivamente a dos moduladores cam-

20 0637



61.

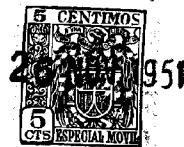
1365 biadores de frecuencia 160 y 161. Estos están también suministrados con ondas a 900 y 1.000 Kc/seg. desde un oscilador 162 que genera 100 Kc/seg. y dos multiplicadores de frecuencia 163 y 164 que multiplican respectivamente por 9 y 10.

1370 Las bandas laterales inferiores a 1.100 y 1.020 Kc/seg. en cada caso son seleccionadas por filtros de paso de banda 165 y 166 respectivos. Estas bandas laterales se suministran respectivamente a otros dos moduladores cambiadores de frecuencia 167 y 168 a los que también se suministran respectivamente las salidas de los filtros 169 y 170. Estas bandas laterales serán de frecuencias de 900 y 1.000 Kc/seg. respectivamente y tendrán la modulación de fase diferencial de grupos de ondas sucesivos recibidos. Estas bandas laterales se suministran entonces a los elementos 144 a 148 (no se muestran en la fig. 12) según se ha descrito con referencia a la fig. 11.

1380 A fin de conseguir este resultado, es necesario diseñar los filtros 165 y 166, de modo que introduzcan una retardación de 100 microsegundos. Alternativamente, pueden añadirse a los filtros, dispositivos de retardación adecuados (no se muestran). De este modo, cada grupo de ondas se combina eficazmente con el precedente en el modulador 167 ó 168, y la banda lateral de salida tendrá evidentemente una fase de

1385

200637



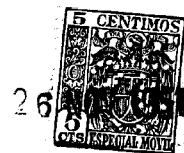
62.

1390 acuerdo con la diferencia entre las fases de los grupos de ondas sucesivas. De este modo la disposición mide eficazmente el ritmo de cambio de la fase de los grupos de ondas. Si está seguido por un demodulador de fase el circuito proporcionaría la diferencial de la onda de señal. Por lo tanto, si se utiliza un discriminador de frecuencia, se producirá la segunda diferencial de la onda de señal, de modo que el discriminador 67 de la fig. 4 deberá en este caso estar seguido por dos pasos integradores.

Las figs. 13 y 14 muestran la manera en que puede adaptarse la tercera forma del invento para multiplicado sobre una base de división de tiempo.

1400 Algunos de los elementos mostrados en la fig. 13, son lo mismo que en la fig. 1 y tienen los mismos números de designación. El modulador de fase 8, al que se aplica la señal de canal, está conectado a un multiplicador de frecuencia 171 que multiplica por 5 y que a su vez está conectado a otros dos multiplicadores de frecuencia 172 y 173 que multiplican respectivamente por 9 y 10. Las ondas en la salida del multiplicador 172, que tienen una frecuencia de 450
1405 Ko/seg., se aplican a un modulador cambiador de frecuencia 174, al que también se suministran ondas a 50 Ko/seg., obtenidas de un oscilador principal 1, por medio de un multipli-

20 0637



63.

1410 oador de frecuencia 175. La banda lateral superior a 500
Kc/seg. es seleccionada del modulador 175 por el filtro 176.
Así, en las salidas de los elementos 173 y 176 se obtienen
ondas continuas moduladas en fase de la misma frecuencia;
esto es, 500 Kc/seg., pero las modulaciones de fase están en
1415 la proporción de 9:10. Estas dos ondas se suministran respec-
tivamente a otros dos moduladores cambiadores de frecuencia
177 y 178 alimentados desde un oscilador de alta frecuencia
179 que genera una frecuencia tal como de 80 Mc/seg., adecua-
da para emisión final. Los filtros 180 y 181 seleccionan ban-
1420 das laterales de 80,5 Mc/seg. de frecuencia y se suministran
a los circuitos de barrera 20 y 22 y después directamente al
conductor de salida 4, que estará conectado al radiotransmi-
sor (no se muestra). El amplificador inversor 21 que se mues-
tra en la fig. 1, no es necesario. En este caso, suponiendo
1425 un sistema de 12 canales, los impulsos de barrera producidos
por los generadores de impulsos 12 y 13, pueden cada uno te-
ner una duración de 4 microsegundos y pueden ajustarse cola-
teralmente por medio de cambiadores de fase 6 y 7, a fin de
1430 justamente llenar el período de canal correspondiente de 8
microsegundos.

Para cada canal del sistema a que se ha hecho refe-
rencia, pueden duplicarse todos los elementos excepto el os-

20 0637



64.

1435 oscilador principal 11. Si se desea, también los elementos 175 y 179 podrán ser comunes a alguno o a todos los canales. Naturalmente, para cada canal los cambiadores de fase 6 y 7 se ajustarán para situar los dos impulsos de barrera en el período de canal correspondiente.

1440 Se verá, por lo tanto, que se radiará esencialmente una onda continua durante 96 microsegundos de cada período de selección, con una brecha de 4 microsegundos al comienzo de cada uno de tales períodos.

1445 Esta brecha puede utilizarse para sincronizar el receptor, suministrando sencillamente la onda a un detector que producirá un impulso de 4 microsegundos en respuesta a cada brecha. Alternativamente, si se desea, puede conectarse un generador de sincronización 182 entre los conductores 2 y 4 y puede estar diseñado para suministrar un impulso o grupo de ondas no moduladas de una frecuencia distinguible
1450 adecuada bajo el control de las ondas del oscilador principal 1. Puede utilizarse cualquier dispositivo conocido, para producir este efecto.

1455 Para aquellos peritos en la materia, será evidente que los pasos cambiadores de frecuencia que comprenden los elementos 177 a 181 (inclusive) podrían omitirse, y los elementos 176 y 173 podrían conectarse directamente a los cir-

46 NOV



20 0637

65.

cuitos de barrera 20 y 22 respectivamente si es conveniente transmitir una frecuencia del orden de 500 Kc/seg. directamente, por ejemplo, sobre un cable coaxial (no se muestra).

1460

Deberá hacerse notar que si se desea utilizar más de dos índices, los elementos 172, 174 y 176 pueden duplicarse para cada índice adicional. Por ejemplo, el multiplicador de frecuencia (no se muestra) que corresponde a 172, podría diseñarse para multiplicar por 11 produciendo una onda de salida modulada en fase de 550 Kc/seg. de frecuencia.

1465

El multiplicador de frecuencia 175 podría también suministrar el modulador adicional (no se muestra) que corresponde a 174 y el filtro adicional (tampoco se muestra) que corresponde a 176 se diseñaría entonces para seleccionar la banda

1470

lateral inferior a 500 Kc. En otras selecciones de frecuencia, el multiplicador 175 tendría también que duplicarse. Está claro que también se necesitaría un circuito de barrera adicional (no se muestra) para el índice adicional.

1475

Deberá hacerse notar que con esta disposición todos los grupos de ondas índice tienen la misma frecuencia pero diferentes cambios de tiempo de la envolvente. De acuerdo con los principios ya explicados, estos cambios de tiempo de la envolvente deben igualarse en el receptor por medio de cambios de frecuencia adecuados.

20 0637



66.

1480

En el terminal receptor, las disposiciones se muestran en la fig. 14, que incluye los aparatos para un solo canal, utilizando dos indios. En 183 sólo se muestran los circuitos de frecuencia intermedia (2 Mc/seg.). Las ondas de frecuencia intermedia se suministran a un separador de impulsos de sincronización 184 diseñado para producir impulsos, en alguna forma adecuada, de las brechas antes mencionadas. Los impulsos separados se suministran a un sistema de barrera que comprende los elementos 41 a 46 dispuestos exactamente en la misma forma que se muestra en la fig. 3.

1485

1490

La duración de los impulsos de barrera producidos por los generadores 43 y 44 deberá preferiblemente ser algo menor de 4 microsegundos y su duración deberá controlarse por medio de los dispositivos de retardación 41 y 42 para seleccionar las partes centrales de los grupos correspondientes de las ondas moduladas en fase. Estos grupos se pasan a

1495

través de filtros de banda relativamente estrecha 185 y 186 sintonizados a 2 Mc/seg. a moduladores cambiadores de frecuencia correspondientes 187 y 188. Estos moduladores son también respectivamente suministrados con ondas a 450 y 500

1500

Kc/seg. por la disposición de elementos 189 a 192. Un generador de armónicos 189 está conectado a la salida del selector de impulso de sincronización 184. El quinto armónico

20 0637



67.

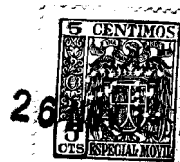
1505 (50 Kc.) de la frecuencia de repetición (10 Kc.) del impulso de sincronización es seleccionado por el filtro de paso de banda 190 y se suministra a dos multiplicadores de frecuencia 191 y 192 que multiplican respectivamente por 9 y 10 y que están conectados respectivamente a los moduladores 187 y 188. Alternativamente, podría omitirse el generador de armónicos 189 y el filtro 190 podría reemplazarse por un oscilador (no se muestra) generador de una frecuencia de 50 Kc/seg.

1515 Las bandas laterales inferiores a 1,55 y 1,50 Mc/seg. son respectivamente seleccionadas de los moduladores 187 y 188, por los filtros de paso de banda 193 y 194 y se suministran respectivamente a un segundo par de moduladores cambiadores de frecuencia 195 y 196, también alimentados desde los filtros 185 y 186. Las bandas laterales inferiores a frecuencias de 450 y 500 Kc/seg., son respectivamente seleccionadas por los filtros 197 y 198.

1520 Se verá que la disposición es similar a la de la fig. 12 y, como en el caso de esta figura, los filtros 193 y 194 deberán diseñarse para introducir una retardación de 100 microsegundos.

1525 Como en el caso de la fig. 11, se producen peines de impulsos de los grupos de ondas modulados en fase en las

200637



68.

1530

salidas de los filtros 197 y 198, por medio de los generadores de impulsos 199 y 200, interponiéndose un cambiador de fase 201 entre los elementos 198 y 200 para permitir relativamente el control de tiempo de los dos pines para producir la coincidencia cerca del centro de cada pino. Los dos pines se aplican a un circuito de coincidencia 202 y se demodulan por un demodulador adecuado 203 como antes.

1535

Como en el caso de la fig. 12, si se utiliza el demodulador mostrado en la fig. 4, deberán utilizarse dos circuitos integradores.

1540

Cuando se utilizan 3 o más indioes, la cadena de elementos de la izquierda 41 a 199 en la fig. 14, deberá duplicarse para cada indioo adicional. En el caso del sistema de 3 indioes sugerido antes, se necesitaría un multiplicador de frecuencia adicional (no se muestra) que corresponde a 191 y que multiplica por 11, para alimentar el modulador (no se muestra) que corresponde a 187 y el filtro (tampoco se muestra) que corresponde a 193 se diseñaría para seleccionar la banda lateral inferior a 1,45 Mc., introduciendo

1545

al mismo tiempo una retardación de 100 microsegundos. El filtro (no se muestra) que corresponde a 197 seleccionaría entonces la banda lateral a 550 Kc. Los tres pines de impulsos producidos subsiguientemente en la forma ya explicada,

200637



69.

1550

se aplicarán entonces al elemento 55 que en este caso deberá ser un circuito de triple coincidencia, según ya se ha descrito. Por la utilización de este sistema de cambios de frecuencia, se igualan los cambios de tiempo de la envolvente según se requiera.

1555

Deberá resaltarse con referencia a las disposiciones de las figs. 10 a 14, que si el modulador de fase 8 (figs. 10 y 13) se alimenta con una onda de señal que se ha pasado a través de un dispositivo integrador, el sistema se convierte efectivamente en un sistema de modulación de frecuencia en vez de un sistema de modulación de fase. La ventaja de esto es que la desviación de fase permisible para señales de baja frecuencia, puede aumentarse sin introducir ambigüedad. Si se hace esto, no se necesita el circuito integrador 68 cuando el receptor de la fig. 11 se utiliza, pero deberá suministrarse un circuito integrador en vez de dos, cuando se utiliza el receptor de la fig. 12 ó 14.

1560

1565

1570

En la tercera forma descrita, los índices se identifican con las fases de los grupos de ondas correspondientes. En el receptor descrito con referencia a la fig. 11, la fase de cada grupo de ondas se compara finalmente con una fase patrón ya establecida por el oscilador principal 1 (fig. 10) aunque la comparación de fase se efectúa indirectamente.

20 0637



70.

1575 tamente. Sin embargo, en los receptores de las figs. 13 y 14 hay una comparación directa de la fase de cada grupo con la fase del grupo precedente. Por lo tanto, en estos casos, el "patrón" de fase para cada grupo de ondas es la fase del grupo de ondas precedente. En el caso del receptor de la fig. 11 podría evidentemente efectuarse de diferentes modos una comparación sustancialmente directa entre la fase de cada grupo de ondas y la fase patrón establecida por el oscilador principal.

1580 Del mismo modo, si en la fig. 13 el generador 182 se diseña para producir grupos de sincronización de ondas no moduladas de la misma frecuencia que los grupos de ondas índice transmitidos, la fase de cada grupo índice recibido puede compararse con la fase del grupo de sincronización en vez de con la fase del grupo índice precedente, por medio de disposiciones muy similares a las mostradas en la fig. 14.

1590 La cuarta forma del invento consiste en un sistema de modulación de frecuencia pulsada en el que la amplitud de cada selección de señal está caracterizada por dos índices, como antes. Uno de estos índices se obtiene de una comparación de fase y es el índice ambiguo, mientras que el segundo índice, por medio del cual se resuelve la ambigüedad, es la frecuencia que no es ambigua.



20 0637

71.

1595

En el sistema de modulación de frecuencia pulsada, tal como se ha practicado hasta ahora, la onda de señal se aplica para modular en frecuencia un oscilador y las ondas moduladas en frecuencia se pasan entonces a través de un circuito de barrera que sólo permite el paso de impulsos

1600

muy cortos de las ondas moduladas en frecuencia. En este caso, la frecuencia instantánea de las ondas que constituyen cada impulso, representa ambigüamente la amplitud de la selección correspondiente de la onda de señal y se utiliza en el receptor para reproducir ésta. Hay también una relación

1605

definida entre la fase relativa de las ondas en los impulsos sucesivos y las variaciones de la amplitud de la señal. Como en el período entre dos impulsos, la frecuencia del oscilador está cambiando continuamente de acuerdo con los cambios en la amplitud de la señal, el cambio de fase que tiene lugar en este período, es proporcional a la integral de tiempo de la amplitud de la señal sobre este período.

1610

Si, por lo tanto, se efectúa un intento de utilizar en este sistema el cambio de fase como índice ambiguo, se introducirá distorsión porque el otro índice, es decir, la frecuencia, que se utilizaría para resolver la ambigüedad, representa una función diferente de la onda de señal, o sea, la amplitud en un instante determinado. En ciertos casos es-

1615



200637

72.

1620 peciales, la distorsión introducida por este proceso puede no ser excesiva y en la descripción de la solicitud de patente británica correspondiente al caso C.W. Harp 95, se describe y se reivindica un receptor para utilizar estos dos índices que están disponibles en el sistema convencional.

1625 Sin embargo, de acuerdo con el presente invento, las disposiciones transmisoras del sistema de modulación de frecuencia pulsada están modificadas de tal modo que tanto la frecuencia como la fase de las ondas que constituyen cada impulso pueden utilizarse para representar la misma función (esto es, la amplitud) de la misma selección de la onda de señal. La utilización de dos índices en el receptor de 1630 la misma manera que en las formas precedentes, permite entonces la reproducción de las selecciones de la amplitud de señal sin distorsión.

1635 Cuando el sistema de modulación de frecuencia pulsada convencional se aplica a funcionamiento multicanal, es corriente utilizar barreras para cada onda de señal y aplicar las selecciones de amplitud de las diferentes ondas de señal sucesivamente para modular en frecuencia un oscilador común a todos los canales. Si se hace esto, entonces la fase 1640 de las ondas que constituyen cualquier impulso transmi-

200637



73.

1645

do no tiene relación única con la onda de señal correspondiente, toda vez que esta fase depende de las frecuencias que corresponden a todas las otras selecciones de canal. En este caso, la fase no puede utilizarse en absoluto como índice ambiguo. Para que esto sea posible es necesario que se provea un oscilador independiente para cada canal y entonces puede derivarse un índice de la fase para caracterizar la onda de señal.

1650

Se deduce, por lo tanto, que en un sistema multicanal de acuerdo con el presente invento, se utilizará un oscilador independiente para cada canal.

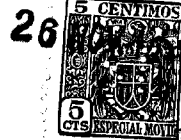
1655

Deberá ahora explicarse, en el caso de la presente forma del invento, que en contraste con las tres primeras formas ya descritas, si bien los índices que caracterizan cada selección de señal se producen en el transmisor, no son en realidad transmitidos separadamente, sino extraídos en el receptor de los impulsos de señal transmitidos. Así, correspondiendo a cada selección de señal sólo se transmite una señal; esto es, un impulso de onda, pero este impulso de

1660

onda se ha producido, de acuerdo con el invento, de tal modo que en el receptor es posible derivar de los impulsos de onda recibidos, dos índices diferentes, que representan ambos, la misma selección de señal, uno de los cuales, por lo

200637



74.

1665

menos, es ambiguo. Como se verá por la siguiente descripción, por lo menos uno de los índices se obtiene siempre utilizando un par de impulsos de onda sucesivos.

1670

La fig. 15 muestra en esquemático en bloque un circuito transmisor para un solo canal para un sistema de modulación de frecuencia pulsada de 12 canales modificado de

1675

acuerdo con el presente invento. Un oscilador principal 204 genera la frecuencia de selección de 10 Kc/seg., como antes, y suministra ondas a través de un cambiador de fase 205 a un generador de impulsos de barrera 206 que genera impulsos de barrera positivos de 8 microsegundos de duración. Estos

1680

impulsos se suministran sobre el conductor 207 a un circuito de barrera 208 al que también se aplican las ondas moduladas en frecuencia, como se explicará después. Los impulsos de barrera del generador 206 se pasan también a través de un amplificador inversor 209, a un circuito diferenciador

1685

210 que produce impulsos cortos positivos y negativos diferenciados que corresponden respectivamente a los bordes anterior y posterior de los impulsos de barrera. Se supondrá que el circuito diferenciador incluye los medios convencionales para eliminar los impulsos negativos que no se necesitan.

Los impulsos positivos se aplican a través de un

200637



951

75.

1690

dispositivo de retardación 211, que introduce una retardación aproximada de 1 microsegundo, a un modulador de amplitud de impulsos convencional 212 al que se aplica la onda de señal en los terminales 213 y 214. Los impulsos modulados en amplitud, producidos por el modulador 212 se aplican a un circuito de almacenaje 215, cuya naturaleza se explicará después.

1695

Los impulsos diferenciales positivos del circuito diferenciador 210, se aplican también directamente al circuito de almacenaje 215 sobre un conductor 216. El circuito de almacenaje 215 está seguido por un filtro de paso bajo 217 a cuya salida se producen ondas rectangulares por pasos, siendo la amplitud después de cada paso proporcional a la amplitud de una selección correspondiente de la onda de señal. Estas ondas por pasos se aplican para modular en frecuencia, por medios convencionales, un oscilador 218 que genera ondas de una frecuencia adecuada para emisión. Las ondas moduladas en frecuencia de la salida del oscilador

1700

218, pasan por el circuito de barrera 218 y se suministran al conductor de salida 219 y después al radiotransmisor (no se muestra) impulsos correspondientes de ondas moduladas en frecuencia.

1705

Los elementos 205 a 218 se duplican para cada ca-

20 0637

26



76.

1710 nal del sistema, conectándose los aparatos duplicados para cada canal entre la salida del oscilador principal 204 y el conductor 219.

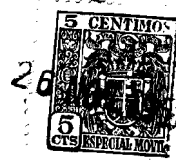
1715 Los cambiadores de fase 205 de los diferentes canales, deberán ajustarse para alinear los impulsos de barrera correspondientes colateralmente en los periodos de selección y ocuparán 96 microsegundos del mismo, dejando una brecha de 4 microsegundos que puede utilizarse como señal de sincronización, como ya se ha explicado.

1720 La fig. 16 muestra detalles del circuito de almacenamiento 215 de la fig. 15. Un tubo 220 está dispuesto como seguidor de cátodo con su ánodo conectado al terminal positivo de alta tensión 221 y su cátodo conectado al terminal negativo de alta tensión puesto a tierra 222 a través de un condensador de almacenamiento 223. Un tubo de descarga 224 que tiene un circuito de polarización de cátodo 225 está conectado en paralelo con el condensador de almacenamiento 223. Esto tubo deberá estar polarizado por encima del punto de corte. Los impulsos positivos modulados en amplitud del modulador 212 (fig. 15) se aplican a través del terminal de entrada 226 a la rejilla de control del tubo 220 y los impulsos positivos no retardados del circuito diferenciador 210 se aplican a través del terminal de entrada 227 a

1725

1730

20 0637



77.

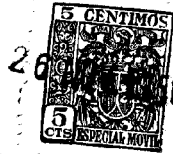
1735 la rejilla de control del tubo de descarga 224. El ánodo de este tubo está conectado a un terminal 228 del que se obtiene la onda de salida y se aplica a través del filtro 217 (fig. 15) al oscilador 218.

El circuito funciona del modo siguiente:

1740 Un impulso corto aplicado al terminal 227 primero desbloquea el tubo 224 y descarga el condensador de almacenaje 223. Aproximadamente un microsegundo después llega al terminal 226 un impulso modulado en amplitud y carga positivamente el condensador 223 a un potencial proporcional a la amplitud del impulso. El condensador 223 retiene entonces su carga durante 99 microsegundos hasta que llega al terminal 1745 nal 227 el impulso siguiente de descarga. Un microsegundo después vuelve a cargarse a un potencial proporcional al siguiente impulso modulado en amplitud y así sucesivamente. La onda obtenida en el terminal de salida 223 tiene, por lo tanto, la forma mostrada en la fig. 17, gráfico B, y consiste 1750 en impulsos rectangulares largos, separados por brechas muy cortas que son suprimidas por el filtro 217, a fin de producir la onda rectangular por pasos.

La fig. 17, gráfico A, representa en una escala de tiempo horizontal los impulsos de barrera de 8 microsegundos 1755 de duración producidos por el generador de impulsos de ba-

20 0637



78.

rrera 206, figura 15. Estos impulsos se repiten a intervalos de 100 microsegundos. El gráfico B muestra las variaciones correspondientes en el potencial del condensador de almacenaje 223 (fig. 16) a la misma escala. Cuando llega al
1760 borde posterior del impulso de barrera 229, se descarga inmediatamente el condensador de almacenaje, como se indica en 230 y un microsegundo después se carga al potencial 231 que corresponde a la amplitud del impulso modulado retardado en este tiempo detrás del borde posterior del impulso de
1765 barrera. Cuando llega el impulso de barrera siguiente 232, el condensador descarga de nuevo en 233 y después se vuelve a cargar a un nuevo valor 234 y así sucesivamente. Estará claro que el gráfico B también representa la variación de frecuencia del oscilador 218 (fig. 15) excepto por las brechas de 1 microsegundo suprimidas por el filtro 217. Se verá así que la frecuencia del oscilador permanece constante
1770 sustancialmente durante todo el período de 100 microsegundos entre los bordes posteriores de impulsos de barrera sucesivos, habiendo prácticamente un cambio repentino en cada borde posterior.
1775

El gráfico C en la fig. 17 muestra, a la misma escala de tiempo, la fase de las ondas generadas por el oscilador 218 con referencia a la fase de ondas que tienen la

20 0637

26



79.

1780 media de frecuencia. Se supone que con anterioridad al impulso de barrera 229, la frecuencia del oscilador tiene el valor medio, en cuyo caso la fase tiene el valor cero o de referencia como se indica por la parte 235 de la curva. Después de ocurrir el bordo posterior del impulso 229 (gráfico A), la frecuencia cambia repentinamente al valor más alto

1785 representado por 231 y la fase empieza entonces a avanzar continuamente según se indica por la línea recta inclinada 236. Al ocurrir el impulso 232 hay otro nuevo aumento de frecuencia como se indica por 234 y entonces la fase avanza más rápidamente como se indica por la línea recta más elevada 237. Será evidente que como la frecuencia del oscilador se mantiene constante entre impulsos de barrera, la medición del cambio de fase durante cualquier intervalo que se encuentre entre los bordes posteriores de los impulsos de barrera 299 y 232 dará una medida de la amplitud de la selección de señal que modula en frecuencia el oscilador 218

1795 (fig. 15) a la frecuencia indicada en el gráfico B, por la línea 231. Si este intervalo es tan corto que el cambio de fase es menor de 180° , se obtiene una medición ambigua de poca exactitud, mientras que si el intervalo es largo, por

1800 ejemplo, que se extienda sobre la totalidad de un periodo de selección, de modo que el cambio de fase cubra varios ciclos,

200637



80.

1805 so puede obtener una medición de más exactitud, pero ambigua. Se apreciará, por lo tanto, que si la frecuencia que caracteriza el impulso de onda pasado por el impulso de barrera (por ejemplo, 232) se mide por dos veces en el receptor, una por medición del ángulo de fase sobre un intervalo corto y otra por medición del cambio de fase sobre un intervalo relativamente largo (que cubre varios ciclos), se obtendrán dos índices que representan la amplitud de la señal

1810 on el instante del borde posterior del impulso de barrera 229 y puede utilizarse para reconstruir la amplitud de la señal de acuerdo con los principios ya explicados.

En la fig. 18 se muestra una forma de receptor para este sistema. La disposición es la misma que en la fig. 14

1815 con la adición de otro paso cambiador de frecuencia, y los elementos similares a los de la fig. 14 tienen los mismos números de designación. La otra única diferencia se encuentra en la selección de frecuencias y en la duración de los impulsos de barrera. El primer índice o ambiguo es la frecuencia de cada impulso de onda y se mide en el circuito de

1820 la fig. 18 comparando las fases de las dos selecciones del impulso de onda separadas en tiempo por 4 microsegundos. El índice ambiguo es el cambio de fase y se mide comparando las fases de dos selecciones separadas 100 microsegundos y toma-

200637



81.

1825 das respectivamente de los extremos de impulsos de onda sucesivos. El proceso subsiguiente es similar al descrito para la segunda forma, ilustrado en las figs. 7, 8 y 9, en el que uno de los índices es también ambiguo. En este caso, un peine de impulsos como el gráfico E, fig. 9, se deriva del
1830 índice ambiguo y un peine de impulsos como 122 y 123, gráfico F, se deriva del índice ambiguo para captar el impulso determinado del otro peine que representa la amplitud de la selección original. El cambio de frecuencia adicional que corresponde a la producida por el modulador 112 en la fig.
1835 8, se utiliza, como antes, para igualar los cambios de tiempo de la envolvente de las ondas moduladas en fase.

Con referencia a la fig. 18, se supone que los circuitos de frecuencia intermedia 183 están diseñados para 4 Mo/seg. El generador de impulsos 43 deberá estar diseñado
1840 para producir impulsos de barrera de 8 microsegundos de duración y el circuito de retardación 41 deberá ajustarse de modo que el impulso de onda correspondiente al canal en cuestión sea seleccionado por el circuito de barrera 45. La frecuencia será finalmente determinada por medio de este impulso de onda.
1845

El generador de impulsos 44 deberá diseñarse para producir impulsos de barrera más cortos, quizás de 1 micro-

200637



82.

1850 segundo de duración. El dispositivo retardador 42 deberá ajustarse de modo que el circuito de barrera 46 elija una selección corta del impulso de onda seleccionado por el circuito de barrera 45, tan cerca como sea posible al borde posterior del impulso. El cambio de fase ambiguo será subsiguientemente determinado de estas selecciones cortas.

1855 El filtro 190 deberá estar diseñado para seleccionar el décimo armónico (100 Kc/seg.) del generador de armónicos 189. Los multiplicadores de frecuencia 191 y 192 deberán diseñarse para multiplicar por 24 y 25 respectivamente, produciendo así ondas heterodinas de 2,4 y 2,5 Mc. respectivamente, para los moduladores 187 y 188. Los filtros 193 y 1860 194 deberán diseñarse para seleccionar las bandas laterales inferiores de 1,6 y 1,5 Mc. respectivamente, que se pasan a los moduladores 195 y 196. Estos moduladores son también suministrados con ondas a 4 Mc. desde los filtros 185 y 186 respectivamente y los filtros 197 y 198 deberán diseñarse 1865 para seleccionar las bandas laterales inferiores a 2,4 y 2,5 Mc. respectivamente.

El filtro 193 deberá diseñarse para introducir una retardación de 4 microsegundos, de modo que las ondas seleccionadas por el filtro 197, tendrán una característica de 1870 fase de la frecuencia de cada impulso de onda.

200637



83.

1875

Sin embargo, deberá diseñarse el filtro 194 para introducir una retardación mucho mayor de 100 microsegundos, de modo que la fase de las ondas seleccionadas por el filtro 198 sea igual al cambio de fase entre impulsos de onda sucesivos.

1880

Como los impulsos de onda seleccionados por los circuitos de barrera son demasiado cortos para el proceso subsiguiente, es necesario elegir el ancho de banda de los filtros 197 y 198 suficientemente pequeño, de modo que alargan los grupos de ondas a una duración de unos 50 microsegundos.

1885

El generador de impulsos 200 produce entonces peines de impulsos en la misma forma que antes, de los grupos de ondas a la salida del filtro 198. Estos peines de impulsos tienen un período de repetición de impulso de 0,4 microsegundo y la duración de estos impulsos deberá ser muy corta, por ejemplo, 0,02 microsegundo.

1890

Las ondas en la salida del filtro 197 son sometidas a otro cambio de frecuencia por un modulador cambiador de frecuencia 241 alimentado también con ondas a una frecuencia de 2,5 Mc. desde el multiplicador 192. La banda lateral inferior a 100 Kc. es seleccionada por el filtro 242 y el generador de impulsos 199 producirá entonces impulsos separados por un

200637



84.

1895 periodo de 10 microsegundos. Estos impulsos deberán tener una duración mucho mayor que la de los impulsos del peine producido por el generador; por ejemplo, 0,2 microsegundos. Se observará que para una selección de amplitud dada en el transmisor (fig. 15) el cambio de fase producido por las ondas en la salida del filtro 198 será 25 veces la producida en la salida del filtro 197, porque la primera está derivada de un periodo de 100 microsegundos, mientras que la segunda se deriva de un periodo de sólo 4 microsegundos. Así, por medio del cambio de frecuencia a 100 Kc. los cambios de tiempo de la envolvente de los peines de impulsos producidos por los generadores 199 y 200 se habrán hecho iguales, como es necesario de acuerdo con la explicación dada anteriormente.

1900 Como ya se ha mencionado, los generadores 199 y 200 producen impulsos que son similares a los ilustrados en los gráficos F y E respectivamente (fig. 9). El cambiador de fase 201 (fig. 18) deberá ajustarse de modo que bajo la condición de potencial de señal de modulación cero, un impulso tal como 124 (gráfico E, figura 9), cerca del centro del peine, será seleccionado por el impulso 122 (gráfico F).

1910 El circuito de coincidencia 202 (fig. 18), produce entonces un tren de impulsos modulados en posición de tiempo, como

1915

20 0637



85.

1920 entos, y la onda de señal es recuperada por el demodulador de impulsos 203. Como en este caso los impulsos de onda son modulados en frecuencia en el transmisor y como la fase de las ondas en la salida del filtro 198 (fig. 18) es proporcional a la frecuencia y, por lo tanto, a la amplitud de la selección de señal correspondiente, los impulsos en la salida del circuito de coincidencia 202 tendrán cambios de tiempo proporcionales a la frecuencia; por consiguiente, si se utiliza un discriminador de frecuencia en el demodulador 203, deberá estar seguido por un paso integrador, a fin de reproducir la onda de señal. El discriminador deberá preferiblemente estar sintonizado a 100 Kc/seg.

1930 Por la utilización de los valores sugeridos anteriormente, puede atenderse sin ambigüedad una desviación de frecuencia de ± 100 Kc/seg. de los impulsos de onda. Para una desviación de frecuencia de ± 100 Kc/seg., tiene lugar un cambio de fase de ± 10 ciclos durante el período de 100 microsegundos entre grupos de ondas; un cambio de fase de ± 100 ciclos a 2,5 Mc., que es la frecuencia de los impulsos en el peine generado por el generador 200 (fig. 18), corresponde a un cambio de tiempo de ± 4 microsegundos. Esto está dentro del margen del período de coincidencia de los dos peines, que es de 10 microsegundos.

20 0637



86.

1940

Si la desviación de frecuencia que puede ocurrir entre dos impulsos de onda cualesquiera es muy pequeña, lo cual puede ser el caso con algunos tipos de señal, puede simplificarse ligeramente el circuito de la fig. 18 eliminando los elementos 42, 44, 46 y 186 y haciendo una conexión directa indicada por la línea de puntos 243 entre la salida del filtro 185 y las entradas de los moduladores

1945

188 y 196. En este caso, dos grupos de ondas sucesivos completos de 8 microsegundos de duración son comparados por el modulador 196, en vez de sólo una pequeña parte de cada uno,

1950

y esto será posible en tanto que la fase diferencial no cambie apreciablemente durante el período de 8 microsegundos. Sin embargo, si hubiese un cambio apreciable, el filtro 198 no pasaría estas variaciones de fase y el resultado sería una variación de amplitud en la salida de este filtro.

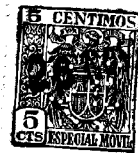
1955

En el receptor que se muestra en la fig. 18 se diseñó el circuito de acuerdo con la idea de que los dos índices que representan la selección de onda de señal, se derivan respectivamente de la frecuencia y de la fase. En realidad, la transmisión de la señal por el método descrito

1960

con referencia a la fig. 15, puede considerarse desde otros puntos de vista, y en la forma preferida de receptor que se muestra en la fig. 19 los dos índices que se utilizan para

200637



1951

87.

1965 representar cada selección de señal, son ambos ambiguos. El método adoptado es como sigue: Suponiendo que los impulsos de onda se transmiten como se ha descrito con referencia a la fig. 15, entonces, en el receptor se toman dos selecciones cortas, una de cerca del comienzo y otra cerca del fin de cada grupo de ondas que tiene una duración total de 8 microsegundos. Entonces, el primer índice se obtiene como diferencia de fase entre la selección "avanzada" de cada impulso y la selección "retrasada" del impulso precedente; y el segundo índice se obtiene como diferencia de fase entre la selección "retrasada" de cada impulso y la selección "retrasada" del impulso precedente.

1975 Haciendo referencia a la fig. 19, se encontrará que es igual a la fig. 14 ligeramente modificada y con la adición de un elemento, si bien se sugiere una elección diferente de valores. La diferencia en el circuito es sencillamente que el modulador 196 se alimenta desde la salida del filtro 185 a través de un circuito de retardación 244, en vez de desde la salida del filtro 186; de este modo, el filtro 185 alimentará a ambos moduladores 195 y 196.

1980

1985 Se supondrá en este caso que los circuitos de frecuencia intermedia 183 están diseñados por una frecuencia de 10 Mc/seg. Los generadores de impulsos de barrera 43 y 44,

200637



88.

1990 deberán diseñarse para generar impulsos de barrera de aproximadamente 1 microsegundo de duración. El dispositivo de retardación 41 deberá ajustarse de modo que el circuito de barrera 45 seleccione una selección "retrasada" de cada impulso de onda de 8 microsegundos, que corresponde al canal en cuestión; por ejemplo, la selección podría hacerse durante el séptimo microsegundo de este período. El dispositivo de retardación 42 deberá del mismo modo ajustarse de manera que el circuito de barrera 46 seleccione una selección "avanzada", por ejemplo, durante el segundo microsegundo del período de 8 microsegundos. Dos pares sucesivos de tales selecciones, se muestran en el gráfico C de la fig. 17, en los tiempos indicados por las líneas de puntos 245, 246, 247, 248.

2000 Los filtros 185 y 186 deberán diseñarse para 10 Mc/sog. y deben también producir algún alargamiento de las selecciones de onda de un microsegundo.

2005 El filtro 190 deberá disponerse para seleccionar el quinto armónico a 50 Kc/sog. del generador de armónicos 189 y los multiplicadores de frecuencia 191 y 192 deberán diseñarse para multiplicar por 20 y 19 respectivamente. Los filtros 193 y 194 deberán diseñarse para seleccionar las bandas laterales inferiores a 9 y 9,05 Mc/sog., respectiva-

200637

26



89.

2010 mente, de los moduladores 187 y 188. Los filtros 197 y 198
deberán también diseñarse para seleccionar las bandas laterales inferiores a 1.000 y 950 Ko/seg., respectivamente, de los moduladores 195 y 196. Estos filtros deberán también
2015 alargar los grupos de ondas a una duración de por lo menos 20 microsegundos. Los generadores de impulsos 199 y 200 producen entonces peines de impulsos correspondientes con frecuencias de repetición de impulsos de 1.000 y 950 Ko/seg., respectivamente, en los que el período de coincidencia es de 20 microsegundos y que son tratados por los elementos 202 y 203 como antes.

2020 El filtro 193 deberá diseñarse para introducir una retardación de 100 microsegundos, de modo que la selección "retrasada" 245 (gráfico C, fig. 17) pueda combinarse con la selección "retrasada" 247 del impulso de onda siguiente en el modulador 195. Entonces, el dispositivo de retardación
2025 244 deberá diseñarse para introducir una retardación de 100 microsegundos para retardar la selección "retrasada" 245, de modo que llegue al modulador 196 en el instante en que la selección 247 es seleccionada por el circuito de barrera 46. Entonces, el filtro 194 deberá diseñarse para introducir
2030 una retardación de 5 microsegundos para llevar la selección "avanzada" 248 aplicada al modulador 196 a coincidencia con

20 0637



90.

la selección "retrasada" retardada 245.

2035 Se verá que el grupo de ondas a la salida del modulador 195, tendrá la fase de acuerdo con la diferencia de fase entre las selecciones 247 y 245 (gráfico C, fig. 17), mientras que el grupo a la salida del modulador 196, tendrá la fase de acuerdo con la diferencia de fase entre las selecciones 248 y 245. Estos grupos ocurrirán simultáneamente y corresponden respectivamente a los dos índices ambiguos
2040 que ambos representan la frecuencia en el tiempo del bordo posterior del impulso de barrera 232 (gráfico A, fig. 17).

Por la elección de las frecuencias de 1.000 y 950 Kg. que están en la misma proporción que los periodos que separan las selecciones 247 y 248 y la selección 245, los
2045 dos pines producidos por los generadores de impulsos 199 y 200, tendrán la misma desviación de tiempo de la envolvente.

Como en el caso de la fig. 18 los cambios de tiempo de los impulsos producidos por el circuito de coincidencia 202 son proporcionales a las frecuencias de los impulsos
2050 de onda correspondientes y, por lo tanto, también a la amplitud de señal correspondiente. Así, si se utiliza un discriminador de frecuencia en el demodulador de impulsos 203, deberá estar seguido por un solo paso integrador. Siendo el

200637



91.

2055 período de coincidencia entre los dos peines de impulsos producidos por los generadores 202 y 203 de 20 microsegundos, el discriminador deberá preferiblemente estar sintonizado a 50 Kc/sog.

2060 La quinta forma del invento que se ilustra en las figs. 20 a 22, puede considerarse como un desarrollo de la primera forma mostrada en las figs. 1 a 3, y los índices se transmiten separadamente al receptor por modulación de frecuencia de una onda portadora. Los principios de esta forma del invento se explicarán con referencia a la fig. 2. Con

2065 referencia a los gráficos C y D de esta figura, se observará que durante el período entre las coincidencias de los impulsos 29-30 y 31-32 de los dos peines, no hay ninguna ocasión en que un impulso de un peine ocurre al mismo tiempo

que un impulso del otro. Así, si se utilizase el mismo impulso de barrera 25 (gráfico A) para seleccionar un impulso de ambos peines, se transmitirían siempre dos impulsos índice separados durante este solo período de barrera y podría utilizarse en el receptor para reproducir el impulso de canal 26 en la forma ya descrita, con tal que se conociese

2075 cual de los dos impulsos es el primer impulso índice y cual es el segundo, pues por este procedimiento podrían transmitirse en cualquier orden. Hay varias maneras evidentes por

200637



1351

92.

2080

las cuales podrían marcarse los dos impulsos índice, de modo que pudieran diferenciarse y el modo más sencillo es hacer que el primer impulso índice sea un impulso positivo y el segundo impulso índice un impulso negativo. Sin embargo, esto sería generalmente un plan inadecuado si los impulsos índice se transmiten directamente o por modulación de amplitud, pero se adapta bien para transmisión por modulación de frecuencia, toda vez que las desviaciones de frecuencia positivas y negativas son fácilmente reconocibles.

2085

2090

La ventaja de este sistema es que sólo se necesita un canal único para transmitir ambos impulsos índice y así puede obtenerse una nueva ganancia en la proporción de señal a ruido. Sin embargo, es ahora necesario reducir un poco el recorrido total de tiempo del impulso de canal 26, de modo que sea un poco menor que la diferencia entre el período de coincidencia del peine y la duración del período de barrera, a fin de evitar las coincidencias 29-30 y 31-32

2095

que no podrían transmitirse. Habrá, sin embargo, alguna mejora de conjunto en la proporción de señal a ruido sobre la obtenida por medio de la primera forma. En otras palabras, el sistema de esta quinta forma permite un ancho de banda de frecuencia para acomodar más canales que el sistema de la primera forma del invento, con la misma mejora en la propor-

2100

200637



93.

ción de señal a ruido en cada canal para ambos sistemas.

El circuito transmisor que se muestra en la fig. 20, tiene determinados elementos que aparte de los valores y ajustes particulares son iguales a los elementos de la fig. 1 y han recibido las mismas designaciones. Este sistema está diseñado para 24 canales y el período de 100 microsegundos está, por lo tanto, dividido en 24 períodos de canal, cada uno de 3 microsegundos, con períodos de 1 microsegundo entre ellos, lo que deja un período de sincronización de 4 microsegundos durante el cual se transmite un impulso de sincronización de 2 microsegundos de duración. Esto significa que el período de repetición de impulsos de cada peine deberá ser algo menor de 3 microsegundos. En este caso, se elegirán frecuencias de impulso de 350 y 400 Kc/seg. para los dos peines.

La fig. 20 muestra los aparatos particulares para un canal y también aparatos comunes a todos los canales. Los aparatos de canales individuales comprenden el modulador de fase 8 conectado a un multiplicador de frecuencia 249 que multiplica por 5 y que a su vez está conectado a otros dos multiplicadores de frecuencia 250 y 251, que multiplican respectivamente por 7 y 8. El multiplicador 250 está conectado a través de un cambiador de fase 251 al genera-

200637



94.

2125 dor de impulsos 18 que produce el peine del primer índice
en la forma ya descrita, mientras que el multiplicador 251
está conectado directamente al generador de impulsos 19 que
produce el peine del segundo índice. Estos peines se sumi-
nistran a circuitos de barrera 20 y 21 que son abiertos si-
multáneamente por los mismos impulsos de barrera de 3 micro-
2130 segundos de duración producidos por el generador de impulsos
de barrera 12, como antes. El segundo generador de impulsos
de barrera 13 mostrado en la fig. 1, es, naturalmente, inne-
cesario.

2135 Los restantes aparatos mostrados en la fig. 20 son
comunes a todos los canales. Consisten en dos circuitos com-
binadores 252 y 253 que corresponden respectivamente a los
índices primero y segundo y están conectados en común a los
circuitos de barrera 20 y 22, respectivamente, de todos los
canales. Estos circuitos combinadores pueden ser de cualquier
2140 forma adecuada pero deben diferenciarse en que los primeros
impulsos índice, que aparecen a la salida del circuito 252,
deberán ser todos positivos, mientras que los segundos im-
pulsos índice, que aparecen a la salida del circuito 253, de-
berán ser todos negativos. Todos los impulsos índice, posi-
2145 tivos o negativos, deben preferiblemente ser de la misma am-
plitud.

20 0637



95.

Los impulsos índices positivos y negativos, se aplican a terminales de entrada diferentes de un circuito de almacenaje 254, similar en algunos aspectos al circuito de almacenaje 215, fig. 15, y mostrado en detalle en la fig. 21. La onda escalonada generada por el circuito de almacenaje, es generalmente similar a la mostrada en el gráfico C, fig. 17, sin las brechas, y se aplica en forma convencional para modular la frecuencia de un oscilador adecuado 255, cuya salida se suministra a través de un circuito de barrera normalmente abierto 256, a un conductor de salida 257 conectado, por ejemplo, a un radiotransmisor (no se muestra). Sin embargo, la onda escalonada tendrá unos 48 pasos en el período entre dos impulsos de sincronización que corresponden a los impulsos de cifra de todos los 24 canales.

La señal de sincronización le proporciona un generador de sincronización 258 conectado al oscilador principal 1 y diseñado para generar un impulso negativo de 2 microsegundos de duración, cada 100 microsegundos, el cual se aplica para cerrar el circuito de barrera 256 interrumpiendo así la onda modulada en frecuencia 2 microsegundos durante cada uno de los períodos de sincronización de 4 microsegundos antes mencionados.

Quedará entendido que todos los elementos mostra-

200637



96.

2170 dos en la fig. 20, excepto los elementos 1 y 252 a 258 (inclusivo), se duplicarán para cada canal y se conectarán en la misma forma entre el conductor 2 y los conductores 259 y 260.

2175 Para efectuar los ajustes necesarios, deberá ajustarse primero el cambiador de fase 6 para contrar los impulsos de barrera de 3 microsegundos en los períodos de canal de 4 microsegundos asignados al canal en cuestión. Después deberá ajustarse el cambiador de fase 251 para disponer el período de coincidencia de los dos pines producidos por

2180 los generadores de impulsos 18 y 19, de forma que se evite la posibilidad de transmisión de cualquier impulso que coincida. Con referencia a los gráficos C y D fig. 2, se verá que este ajuste deberá ser tal que el período de coincidencia 29-30 a 31-32 está colocado simétricamente con respecto

2185 al período de canal correspondiente, en el cual, según ya se ha dicho, el único impulso de barrera habrá sido contratado. Este ajuste, una vez hecho, es permanente y entonces los dos pines serán cambiados en tiempo simultáneamente en el mismo valor al cambiar el impulso de canal 26.

2190 Con los valores particulares sugeridos para esta forma, la ampliación será aproximadamente de 7 y el recorrido máximo permisible para el impulso de canal será aproxima-

200637



97.

damento de ± 8 microsegundos.

2195 Puede mencionarse que los multiplicadores de frecuencia 249, 250 y 251 podrían reemplazarse por un sistema de tubos bloqueados y circuitos resonantes excitados en choque similares a los descritos con referencia a la fig. 1.

2200 La fig. 21 muestra detalles del circuito de almacenamiento 254. Comprende dos tubos 261 y 262 que corresponden respectivamente a los impulsos de cifra positivo y negativo. El tubo 261 está polarizado por debajo del punto de corte, por las resistencias 263 y 264 conectadas en serie entre los terminales de alta tensión 265 y 266, estando el punto de unión de las resistencias conectado al cátodo. La rejilla de control del tubo 262 está polarizada positivamente por conexión al punto de unión de las resistencias 267 y 268 conectadas también entre los terminales 265 y 266, de modo que este tubo está próximo a saturación.

2210 Un condensador de almacenamiento 269, está conectado entre un terminal de salida 270 y tierra y este terminal está también conectado a los ánodos de los tubos a través de los condensadores 271 y 272 y de los rectificadores 273 y 274 en la forma indicada. El punto de unión de los elementos 271 y 273 está conectado al terminal 265 a través de un
2215 tercer rectificador 275 y el punto de unión de los elemen-

206637

26

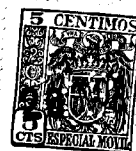


98.

tos 272 y 274 está conectado a tierra a través de un cuarto
rectificador 276. Los terminales de entrada 277 y 278 para
los impulsos índice positivos y negativos, respectivamente,
están conectados a través de condensadores de bloqueo 279
2220 y 280 a las rejillas de control de los tubos 261 y 262. Las
salidas de los circuitos combinadores 252 y 253 (fig. 20),
deberán conectarse respectivamente a los terminales 277 y
278. El terminal 270 deberá conectarse al oscilador 255
(fig. 20). Los 4 rectificadores deberán tener el sentido
2225 que se muestra, de modo que estén todos polarizados a la
condición de alta resistencia por el suministro de alta
tensión.

Después que el circuito ha estado funcionando du-
rante algunos segundos, el condensador de almacenaje 269 se
2230 habrá cargado a un potencial aproximadamente de la mitad
del de alta tensión de suministro. Supóngase que llega aho-
ra un impulso índice positivo al terminal 277. El tubo 261
se desbloqueará momentáneamente y se obtendrá del ánodo un
impulso de salida negativo. El borde anterior, de sentido
2235 negativo, descarga parcialmente el condensador de almacena-
je a través del rectificador 273, pero el borde posterior,
de sentido positivo se cortocircuita por el rectificador
275. El potencial del condensador 269 disminuye así repon-

200637



1951

99.

- 2240 tinamente un paso. El siguiente impulso índice negativo que llega al terminal 278, bloqueará el tubo 262 y el bordo anterior de sentido positivo del impulso de modo volverá a cargar el condensador 269, de modo que alcanza su potencial original y el bordo posterior de sentido negativo será cortocircuitado por el rectificador 276. Una sucesión de
- 2245 impulsos índice positivos y negativos hará que el potencial del condensador 269 disminuya y aumente alternativamente. Sin embargo, a veces, dos impulsos índice positivos o dos negativos pueden llegar en sucesión, en cuyo caso el potencial del condensador 269 cambiará dos veces en el mismo sentido. La onda obtenida del terminal 270 será, por lo tanto,
- 2250 una onda rectangular escalonada y cada borde vertical de un paso indica un impulso índice positivo o negativo, según que corresponda a una disminución o a un aumento de potencial del condensador 269.
- 2255 Se observará que como los impulsos de barrera son un poco más largos que el período de impulso de cualquier peine de impulsos, ocasionalmente se seleccionarán 3 impulsos, duplicándose el primero o el segundo impulso índice. Sin embargo, el impulso duplicado puede ser eliminado en el
- 2260 circuito de barrera, según ya se ha explicado, o alternatively puede disponerse el receptor de modo que el impulso

200637



100.

duplicado no tenga efecto inconveniente.

Generalmente, desde luego, el número de impulsos índice positivos recibidos por el circuito de la fig. 21, será igual al número de impulsos índice negativos a través de un período largo. Puede mostrarse fácilmente que cuando el potencial del condensador de almacenaje 269 es aproximadamente igual a la mitad del potencial de alta tensión, el cambio en la carga producida por un impulso positivo aplicado al terminal 277, es igual al cambio en la carga producido por un impulso negativo aplicado al terminal 278, y también que cuando el potencial del condensador de almacenaje 269 es apreciablemente mayor (o menor) que la mitad del potencial de alta tensión, los cambios debidos a los impulsos negativos son mayores (o menores) que los cambios producidos por los impulsos positivos. Así, el potencial medio del condensador 269 tiende siempre a ser la mitad del potencial de alta tensión. El circuito es, por lo tanto, autoajustable y el condensador de almacenaje 269 se cargará a la mitad del potencial de alta tensión a los pocos segundos del comienzo del funcionamiento.

El receptor para este sistema se muestra en la fig. 22 que incluye un número de elementos similares a los elementos de la fig. 3. En la fig. 22 los circuitos de frecuen-

200637



101.

2285 oia intermedia del radio-receptor se indican en 281. Las
ondas moduladas en frecuencia a la salida de 281, son demo-
dulas por un discriminador de frecuencia adecuado 282 pa-
ra recobrar la onda escalonada producida originalmente por
el circuito de almacenaje 254 de la fig. 20. Esta onda se
2290 aplica a un circuito diferenciador 283 que producirá un
corto impulso diferencial negativo que corresponde a cada
uno de los primeros impulsos índice y un corto impulso di-
ferencial positivo que corresponde a cada uno de los segun-
dos impulsos índice. La salida del circuito diferenciador
2295 283 se aplica, por lo tanto, directamente al circuito de
barrera 46 y a través de un amplificador inversor 284 al
circuito de barrera 45. Suponiendo que los circuitos de ba-
rrera están dispuestos en la forma explicada con referencia
a la fig. 6, entonces los impulsos negativos no producen
2300 efecto y estará claro que los impulsos del primer índice
serán seleccionados por el circuito de barrera 45 y que los
segundos impulsos índice serán seleccionados por el circui-
to de barrera 46.

Como ahora ambos circuitos de barrera deben abrir-
2305 se simultáneamente por los mismos impulsos de barrera, los
elementos 41 y 43 de la fig. 3 no se necesitan y, por lo
tanto, el generador 44 suministra impulsos de barrera de 3



200637

microsegundos a ambos circuitos de barrera.

2310 Los impulsos de barrera se derivan del selector de
sinronización 285 que rectifica la onda modulada en fre-
cuencia y deriva de la misma impulsos de las brechas de sin-
ronización producidas por el circuito de barrera 256 (fig.
20). Estos impulsos se utilizan en el generador de impulsos
44 para producir los impulsos de barrera que se desean en
2315 cualquier forma adecuada.

Los elementos que siguen a los circuitos de barre-
ra 45 y 46 son los mismos que en la fig. 3 y funcionan exac-
tamente del mismo modo y, por lo tanto, no se considera ne-
cesario explicarlo de nuevo. Los circuitos resonantes 49 y
2320 50 deberán en este caso estar sintonizados respectivamente
a 350 y 400 Kc/seg.

En la fig. 22, los elementos 281 a 285 son comunes
a todos los canales y los elementos restantes se duplican
para cada canal y estarán conectados a los conductores 286,
2325 287 y 288 en la misma forma.

Deberá indicarse que por una ligera modificación
de los ajustes del circuito transmisor (fig. 20), puede evi-
tarse la limitación del recorrido de tiempo, de modo que el
sistema es enteramente equivalente al de las figs. 1 a 3.
2330 Con referencia a la fig. 2, gráficos C y D, ha de observar-

200637



103.

se que la diferencia entre los periodos de repetición de impulsos de los dos peines es 0,2 microsegundos. Por lo tanto, si los impulsos de peine son de una duración muy corta de, por ejemplo, 0,05 microsegundo y el cambiador de fase 2335 251 (fig. 20) se ajusta de modo que el impulso inicial 29 (gráfico C, fig. 2) está retrasado 0,1 microsegundo con respecto al impulso inicial 30, ningún impulso de un peine puede coincidir con ningún impulso del otro peine, independientemente de cuantos impulsos tengan los peines. Ya se ha explicado que los peines cambian a lo largo del eje de tiempo 2340 con los impulsos de canal 26 sin ningún cambio de tiempo relativo, y así dos impulsos índices, uno seleccionado de cada peine, no pueden nunca coincidir en tiempo. De este modo desaparece la limitación causada por las coincidencias de los dos peines. El ajuste necesario de la sincronización 2345 relativa de los peines y el receptor, naturalmente, considerará el ajuste especial en el transmisor.

En las diferentes formas del invento descritas para ilustrar las varias aplicaciones de los principios del invento, se ha supuesto una variedad de diferentes valores 2350 numéricos a modo de ejemplo. Estos valores supuestos no son en modo alguno esenciales y podrían utilizarse otras series de valores adecuados, en cualquiera de las formas del inven-

200637



104.

to, de acuerdo con los requisitos que se han de cumplir.

2355

Deberá mencionarse que aunque en las formas del presente invento no se necesita ni se emplea la cuantización de las amplitudes de señal, parece ser que se mantiene por algunos que la cuantización tiene ventajas sustanciales en sí misma, independientemente de la necesidad de su utilización en un sistema de modulación de clave. Es evidente que, si se desea, las formas del presente invento pueden utilizarse para transmitir una onda de señal después que ha sido cuantizada por cualquier procedimiento convencional. Sin embargo, no parece ser que la posible ventaja de cuantizar compensa la complicación adicional y la distorsión de señal que produce.

2360

2365

2370

Si bien se han descrito los anteriores principios del invento con relación a formas determinadas y modificaciones particulares del mismo, ha de quedar claramente entendido que esta descripción se hace sólo a modo de ejemplo y no como limitación del alcance del mismo.

2375

Este invento corresponde a una solicitud de Patente formulada en Inglaterra el 1 de Diciembre de 1950, señalada con el Núm. 29464/50 y se acoge, por lo tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

200637

26 NOV



105.

----- N O T A -----

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta patente de veinte años, son los siguientes:

2380

1 - Un sistema eléctrico de comunicación que comprende en un transmisor, medios para seleccionar periódicamente una onda de señal; medios para derivar de cada selección varios índices que cada uno representa en una escala
2385 continúa la misma función de esta selección, pero por lo menos uno de dichos índices representa dicha función ambigualmente; y medios para transmitir dichos índices por señales de tal naturaleza que la selección original puede ser reconstruida de los mismos ambigualmente en una escala
2390 continua.

2390

2 - Un sistema eléctrico de comunicación que comprende en un transmisor, medios para seleccionar periódicamente una onda de señal; medios para derivar de cada selección varios índices que cada uno representa en una escala
2395 continúa la misma función de esta selección, pero por lo menos uno de dichos índices representa dicha función ambigualmente; medios para transmitir señales que representan dichos índices, sobre un medio de comunicación, y en un receptor; medios para derivar dichas selecciones ambigualmente, de di-

200637



106.

2400 chas señales.

3 - Un sistema eléctrico de comunicación que comprende medios de selección para seleccionar periódicamente una onda de señal; medios para generar en respuesta a cada selección un elemento de señal primaria, una sola función
2405 del cual es representativo, en una escala continua, de una característica de la selección; medios para derivar de cada elemento de señal primaria varios índices diferentes que cada uno representa dicha sola función en una escala continua y representando por lo menos uno de dichos índices dicha
2410 función ambigüamente; medios transmisores para transmitir sobre un medio de comunicación, señales que representan dichos índices; medios derivadores en un receptor para derivar ambigüamente de dichas señales elementos de señal secundaria que corresponden a dichos elementos de señal primaria; y
2415 medios para reproducir dicha onda de señal de dichos elementos de señal secundaria.

4 - Un sistema de acuerdo con el punto 3, en el que dicho medio transmisor comprende medios para transmitir sobre el medio de comunicación, una señal separada que representa
2420 cada índice derivado de un elemento de señal primaria dado.

5 - Un sistema de acuerdo con el punto 3, en el que dicho medio transmisor comprende medios para transmitir so-

200637



107.

2425 bre el medio de comunicaci3n, una se1al que corresponde a cada uno de dichos elementos de se1al primaria, conteniendo cada una de dichas se1ales todos dichos indicios y en el que dicho medio de derivaci3n en el receptor comprende medios para recobrar de dichas se1ales los diferentes indicios que corresponden a un elemento de se1al primaria dado, y medios controlados conjuntamente por los diferentes indicios as1 recobrados, para reproducir un elemento de se1al secundaria que corresponde al elemento de se1al primaria dado.

2430 6 - Un sistema de acuerdo con el punto 3, 4 6 5 , en el que dichos elementos de se1al secundaria est1n constituidos por impulsos respectivos, siendo la posici3n en tiempo de cada impulso representativa de la selecci3n correspondiente.

7 - Un sistema de acuerdo con cualquiera de los puntos precedentes en el que s3lo hay dos indicios.

2440 8 - Un sistema de acuerdo con cualquiera de los puntos precedentes en el que las se1ales que representan dichos indicios comprenden impulsos cuya duraci3n es corta en comparaci3n con la duraci3n del periodo de selecci3n.

2445 9 - Un sistema el3ctrico de comunicaci3n que comprende medios en un transmisor para generar un tren de impulsos primarios el3ctricos cortos que se modulan en posi-

200637

26



108.

ción de tiempo de acuerdo con una onda de señal dada y que
tienen un recorrido de tiempo máximo relativamente largo;
medios para derivar de cada uno de dichos impulsos primarios,
dos o más impulsos índices modulados en posición de tiempo,
2450 cada uno de los cuales tiene un recorrido de tiempo máximo
relativamente pequeño, representando la posición en tiempo
de por lo menos uno de los impulsos índices, la posición en
tiempo de la ambigüedad del impulso primario, y medios para
transmitir los impulsos índices sobre un medio de comunica-
2455 ción a un receptor, y en el receptor, medios controlados
conjuntamente por todos los impulsos índices recibidos para
producir un tren de impulsos secundarios modulados en posi-
ción de tiempo, que representan la onda de señal inambigua-
mente y que tienen un recorrido de tiempo máximo sustancial-
2460 mente igual al del tren de impulsos primarios, y medios para
recobrar la onda de señal de los impulsos secundarios.

10 - Un sistema eléctrico de comunicación que com-
prende medios para transmitir sobre un medio de comunicación
a un receptor, dos o más índices independientes que cada uno
2465 representa ambigüemente, en una escala continua, una selec-
ción dada de una onda de señal, y medios en el receptor con-
trolados conjuntamente por dichos índices, para reproducir
sin ambigüedad una selección de onda de señal que tiene un

200637



109.

2470 margen de variación mayor que el margen de variación de cualquiera de los índices.

2475 11 - Un sistema eléctrico de comunicación que comprende medios para seleccionar periódicamente una onda de señal y medios para transmitir sobre un medio de comunicación, una sucesión de elementos de señal para representar en una escala continua, una serie correspondiente de selecciones de señal, proporcionándose una representación de una selección de señal dada por medio de un solo elemento de señal correspondiente y proporcionándose una representación ambigua diferente por medio de una función diferencial de dos elementos de señal sucesivos.

2485 12 - Un sistema eléctrico de comunicación que comprende medios para seleccionar periódicamente una onda de señal; medios para transmitir periódicamente a un receptor grupos de ondas que cada uno consiste en dos o más grupos de ondas índice diferentes modulados en fase que representan todos la misma selección de señal ambigüamente; y en el receptor, medios controlados conjuntamente por todos los grupos de ondas índice para reconstruir la correspondiente selección de señal.

2490 13 - Un sistema eléctrico de comunicación del tipo de modulación de frecuencia pulsada, que proporciona uno o

200637 26

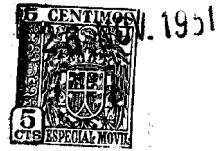


110.

2495 más canales para comunicación entre un transmisor y un receptor, que comprende en el transmisor medios individuales a cada canal para generar y modular una sucesión de grupos de ondas de tal modo, que la frecuencia de las ondas en cualquier grupo dado y la diferencia de fase entre las ondas del grupo dado y las ondas del grupo precedente, están ambas determinadas solamente por la misma selección de la onda de señal, siendo el período medio de las ondas de cada grupo, 2500 pequeño en comparación con el período que separa grupos de ondas sucesivos; medios en el receptor para derivar de los grupos de ondas dos índices diferentes que representan ambos dicha selección a una escala continua, estando uno de dichos índices determinado por la diferencia de fase entre dos grupos de ondas sucesivos, y medios controlados conjuntamente 2505 por los dos índices para reproducir la selección sin ambigüedad o distorsión.

2510 14 - Un sistema eléctrico de comunicación por impulsos dispuesto para proporcionar uno o más canales de comunicación en el que una sucesión de períodos de tiempo iguales se asigna a los impulsos de cada canal, que comprende medios para transmitir durante cada uno de tales períodos varios impulsos, la posición de tiempo de cada uno de los cuales representa a una escala continua la misma selección

200637



111.

2515 dada de la amplitud de la señal de canal correspondiente, siendo ambigua por lo menos una representación; medios para recibir los impulsos y medios para aplicar conjuntamente todos los impulsos recibidos para reproducir sin ambigüedad la soloccción dada.

2520 15 - Un sistema eléctrico de comunicación por impulsos que proporciona uno o más canales de comunicación entre un transmisor y un receptor, en el que se asignan para los impulsos de cada canal una sucesión de periodos de canal y que comprende medios en el transmisor para generar durante

2525 cada periodo de canal varios impulsos índice diferenciales; medios para modular diferentemente y ambigüamente la posición en tiempo de cada impulso índice de acuerdo con la misma soloccción de la onda de señal correspondiente al canal por un proceso continuo de modulación, de tal modo que los

2530 márgenes de recorrido de tiempo de dos o más impulsos índice se solapan, mientras que nunca ocurren simultáneamente dos impulsos; y medios para transmitir los impulsos índice al receptor; y medios en el receptor para identificar separadamente todos los impulsos índice y para aplicar todos los
2535 impulsos índice separadamente para reconstruir sin ambigüedad la soloccción de onda de señal.

16 - Un sistema eléctrico de comunicación de modu-

200637



112.

2540

lación por posición de impulso que proporciona uno o más canales de comunicación por señal, que comprende en un transmisor, para cada canal, medios para seleccionar periódicamente la onda de señal correspondiente; medios para generar una serie de grupos de dos o más impulsos índice; medios para modular separadamente por un proceso de modulación continuo, las posiciones en tiempo de los impulsos de cada grupo

2545

de acuerdo con la misma selección de la onda de señal correspondiente, representando la modulación portada por al menos uno de los impulsos índice en cada grupo, la selección de señal ambigualmente; y medios para transmitir todos los grupos de impulsos índice, sobre un medio de comunicación.

2550

17 - Un sistema de acuerdo con el punto 16, en el que todos los impulsos índice de cada grupo se modulan ambigualmente.

2555

18 - Un sistema de acuerdo con el punto 16, en el que uno de los impulsos índice en cada grupo se modula ambigualmente.

2560

19 - Un sistema de acuerdo con el punto 17, que comprende medios para producir un tren de impulsos de canal repetidos regularmente, que se modulan en posición ambigualmente de acuerdo con las selecciones de la onda de señal correspondiente; medios para producir en respuesta a cada im-

200637

26



113,

2565 pulso de canal varios pines de impulsos que cada uno comprende un número limitado de impulsos, con un período de repetición diferente para cada pino y recorrido de tiempo menor al máximo del impulso de canal, teniendo todos los pines el mismo cambio de tiempo que el impulso de canal; y medios para seleccionar un impulso de cada pino para servir como uno de los impulsos índice del grupo.

2570 20 - Un sistema de acuerdo con el punto 19, en el que el medio de producir los impulsos de canal comprende un oscilador principal que genera ondas que tienen una frecuencia igual a la frecuencia de repetición de los impulsos de canal; medios para modular la fase de dichas ondas de acuerdo con la onda de señal; medios para limitar las ondas moduladas en fase, a fin de producir ondas rectangulares; y medios para diferenciar las ondas rectangulares.

2580 21 - Un sistema de acuerdo con el punto 18, que comprende medios para producir un tren de impulsos índice repetidos regularmente; medios para producir un tren de impulsos de canal repetidos regularmente, modulándose en posición ambos trenes ambíguamente de acuerdo con las selecciones de la señal correspondiente, siendo el recorrido de tiempo máximo de los impulsos de canal, mayor que el de los impulsos índice; medios para producir en respuesta a cada im-

200637



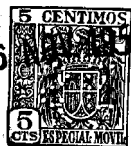
114.

2585 pulso de canal uno o más peinos de impulsos que cada uno
comprende un número limitado de impulsos con un período de
repetición diferente para cada peine y menor que el recorri-
do de tiempo máximo de los impulsos de canal, teniendo to-
dos los peinos el mismo cambio de tiempo que los impulsos de
canal; y medios para seleccionar un impulso de cada peine
2590 para servir como un impulso índice ambiguo adicional o más
de uno.

22 - Un sistema de acuerdo con el punto 21, en el
que el medio para producir los trenes de impulsos índice y
de canal regularmente repetidos, comprende un oscilador
2595 principal que genera ondas que tienen una frecuencia igual
a la frecuencia de repetición de dichos trenes; medios para
modular la fase de dichas ondas de acuerdo con la onda de
señal, a fin de producir ondas rectangulares; medios para
diferenciar las ondas rectangulares, a fin de producir los
2600 trenes de impulsos índice; medios para multiplicar la fre-
cuencia de las ondas moduladas en fase; un cambiador de fre-
cuencia para restablecer la frecuencia multiplicada al valor
original; medios para limitar la onda que tiene la frecuen-
cia restablecida, a fin de producir ondas rectangulares; y
2605 medios para diferenciar las ondas rectangulares, a fin de
producir el tren de impulsos de canal.

200637

26



115.

23 - Un sistema de acuerdo con cualquiera de los puntos 16, 17, 19 ó 20, en el que el transmisor está dispuesto para transmitir señales a un receptor que comprende
2610 medios controlados conjuntamente por todos los impulsos índice de cada grupo para producir un tren de impulsos de salida, la posición en tiempo de cada uno de los cuales representa ambigüamente la selección de señal correspondiente, siendo el margen de recorrido de tiempo de los impulsos de
2615 salida, mayor que el margen de recorrido de tiempo de cualquiera de los impulsos índice; y medios para recuperar de los impulsos de salida la onda de señal moduladora.

24 - Un sistema de acuerdo con el punto 19 ó 20 y que tiene las características especificadas en el punto 23,
2620 en el que el medio en el receptor para producir los impulsos de salida, comprende medios para producir en respuesta a cada impulso índice recibido un tren de ondas índice moduladas en fase, que tiene el mismo período que el peine de impulsos correspondiente; y medios para derivar cada impulso
2625 de salida de todos los trenes de ondas índice conjuntamente.

25 - Un sistema eléctrico de comunicación de acuerdo con el punto 19 ó 20, en el que el transmisor está dispuesto para transmitir señales a un receptor que comprende medios para producir en respuesta a cada impulso índice am-



- 2630 - b) un tren de ondas indico modulado en fase que tiene el mismo periodo que el peine de impulsos correspondiente; medios para producir en respuesta al impulso indico ambiguo, un tren de ondas preliminar que tiene el mismo periodo que uno de los peines; un cambiador de frecuencia para derivar del tren de ondas preliminar, otro tren de ondas indico de frecuencia menor, de modo que el cambio de tiempo del tren indico derivado es igual al de los otros trenes indico; medios para derivar de todos los trenes de ondas indico conjuntamente un impulso de salida cuya posición en tiempo representa ambigualmente la amplitud de señal correspondiente, siendo el margen de recorrido de tiempo de tales impulsos de salida, mayor que el recorrido de tiempo de cualquiera de los impulsos indico; y medios para recuperar la onda de señal moduladora, de los impulsos de salida.
- 2640
- 2645 26 - Un sistema de acuerdo con los puntos 16 a 25, en el que cada impulso indico ocupa un periodo de tiempo diferente.
- 27 - Un sistema de acuerdo con el punto 19 ó 21, que comprende uno o más circuitos resonantes sintonizados respectivamente a los periodos de repetición de impulsos del peine o peines correspondientes, y medios para aplicar cada impulso de canal para excitar en choque el circuito resonan-
- 2650



200637

te o todos ellos simultáneamente.

2655 28 - Un sistema de acuerdo con el punto 17, 18 ó 19 en el que el medio para transmitir los grupos de impulsos sobre el medio de comunicación comprende medios para aplicar cada impulso índice para modular en fase un grupo de ondas correspondiente y medios para transmitir todos los grupos de ondas índices modulados en fase, sobre el medio de comunicación.

2660

29 - Un sistema de acuerdo con el punto 28 en el que el grupo de ondas que corresponde a cada índice tiene una frecuencia diferente.

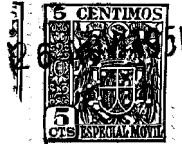
2665 30 - Un sistema eléctrico de comunicación que incluye un transmisor de acuerdo con el punto 29 que comprende medios para cambiar la frecuencia del grupo de ondas que corresponde a uno de los índices antes de la transmisión sobre el medio de comunicación.

2670 31 - Un sistema eléctrico de comunicación de acuerdo con el punto 29 en el que el transmisor está dispuesto para suministrar señales a un receptor que comprende medios para derivar de todos los grupos de ondas índices conjuntamente, un impulso de salida cuya posición en tiempo representa ambigüamente la amplitud de señal correspondiente y medios para recobrar la señal moduladora, de los impulsos de salida.

2675

2680 32 - Un sistema eléctrico de comunicación de acuerdo con el punto 30 en el que el transmisor está dispuesto para suministrar señales a un receptor que comprende un cambiador de frecuencia para restablecer la frecuencia del grupo de ondas cuya frecuencia se cambió en el transmisor,

200637



118.

2685

medios para derivar del grupo de ondas de frecuencia restablecida y de los otros grupos de ondas índice, un impulso de salida cuya posición en tiempo representa ambigüamente la amplitud de señal correspondiente y medios para recobrar de los impulsos de salida la onda de señal moduladora.

2690

33 - Un sistema eléctrico de comunicación que proporciona uno o más canales de señal, que comprende en un transmisor, para cada canal, medios para seleccionar periódicamente una onda de señal, medios para generar varios grupos de ondas índice todos de la misma frecuencia, medios para modular en fase cada grupo de ondas por un proceso de modulación continuo de acuerdo con la misma selección de la onda de señal, teniendo cada grupo de ondas un grado diferente de modulación y representando ambigüamente la selección de señal, y medios para transmitir cada uno de los grupos de ondas índice sobre un medio de comunicación durante un período de tiempo diferente.

2695

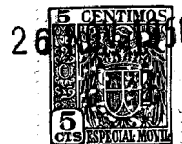
2700

34 - Un sistema de acuerdo con el punto 33 en el que el medio para generar y modular en fase los grupos de ondas índice comprende un generador de oscilación principal, medios para modular en fase las ondas generadas por el mismo de acuerdo con la selección de señal, medios para multiplicar la frecuencia de las ondas moduladas en fase por dos o más números enteros diferentes a fin de producir dos o más series correspondientes de ondas moduladas en fase primarias, una disposición de uno o más circuitos cambiadores de frecuencia para convertir la frecuencia de cada serie de ondas al mismo valor a fin de

2705

2710

200637



119.

producir dos o más troncos de salida de ondas moduladas en fase, de la misma frecuencia, y medios para separadamente accionar en barrera sobre los troncos de salida respectivos a fin de producir dichos grupos de ondas índice.

2715

35 - Un sistema de acuerdo con el punto 34 en el que cada onda de salida se pasa a través de un paso cambiador de frecuencia adicional correspondiente antes de la aplicación del medio de barrera.

2720

36 - Un sistema de acuerdo con el punto 34 ó 35 en el que la disposición de circuito cambiador de frecuencia comprende, para cada serie de ondas cuya frecuencia se ha de convertir, un modulador de amplitud, un multiplicador de frecuencia conectado al oscilador principal para producir ondas heterodinas para el modulador de amplitud, y un filtro para seleccionar del modulador la banda lateral apropiada.

2725

2730

37 - Un sistema eléctrico de comunicación de acuerdo con cualquiera de los puntos 34 a 36 en el que el transmisor está conectado al receptor sobre un medio de comunicación, que comprende, para cada canal, medios de barrera para seleccionar individualmente los grupos de ondas que corresponden a cada índice, medios para derivar conjuntamente de los grupos de ondas seleccionados que corresponden a todos los índices, un tronco de impulsos de salida modulados en posición, y medios para recuperar de los impulsos de salida la onda de señal moduladora.

2735

2740

38 - Un sistema eléctrico de comunicación de frecuencia pulsada que proporciona una o más señales de señal de comunicación en el que una serie de períodos de canal se asigna a cada canal, repitiéndose regularmente ta-

200637

26



120.

2745 los periodos de canal a una frecuencia dada, que comprende, en un transmisor, para cada canal, medios para seleccionar periodicamente la amplitud de señal a la frecuencia dada, un oscilador de alta frecuencia, un circuito de barrera para actuar periodicamente de barrera sobre la salida del

2750 oscilador a fin de producir cortos grupos de ondas que cada uno ocupa un periodo de canal correspondiente, medios de modulación de frecuencia bajo el control de cada selección de señal para cambiar agudamente la frecuencia del oscilador, al final del periodo de canal correspondiente,

2755 a un valor que corresponde a la amplitud de la selección, medios para mantener constante la frecuencia del oscilador durante el periodo que transcurre hasta el final del periodo de canal que sigue a continuación y medios para transmitir los cortos grupos de ondas, sobre un medio de comunicación.

2760

39 - Un sistema de acuerdo con el punto 38 en el que el medio de modulación de frecuencia comprende medios para generar un tren de cortos impulsos eléctricos repetido regularmente a la frecuencia de selección, un modulador de amplitud de impulsos para modular las amplitudes de los impulsos de acuerdo con la onda de señal, medios que incluyen un circuito de almacenaje para producir, bajo el control de los impulsos modulados en amplitud, una onda rectangular escalonada que tiene amplitudes sucesivas cada una de las cuales permanece constante durante el periodo entre impulsos modulados en amplitud sucesivos, determinándose cada una de tales amplitudes por la amplitud de uno de los impulsos correspondiente y medios para aplicar

2765

2770

20 0637



121.

2775 la onda escalonada para controlar la frecuencia del oscilador.

2780 40 -- Un sistema de acuerdo con el punto 39 en el que el circuito de almacenaje comprende, un condensador de almacenaje, medios para aplicar cada impulso modulado en amplitud para cargar el condensador de almacenaje a un potencial determinado por la amplitud del impulso, y medios para descargar el condensador de almacenaje justamente antes de la llegada de cada impulso modulado en amplitud.

2785 41 -- Un sistema de acuerdo con el punto 40 que comprende medios para generar un tren de impulsos de barrera de la misma duración que el período de canal, para controlar el circuito de barrera, medios para diferenciar los impulsos de barrera a fin de producir cortos impulsos diferenciales que corresponden a los bordes anterior y posterior de los mismos, medios para aplicar los impulsos de borde posterior para descargar el condensador de almacenaje y medios para retardar ligeramente los impulsos de borde posterior y para aplicarlos al modulador de amplitud de impulsos.

2790 42 -- Un sistema de acuerdo con cualquiera de los puntos 36 a 39 en el que el transmisor está conectado sobre un medio de comunicación a un receptor, que comprende, para cada canal, medios para seleccionar los grupos de ondas, o posiciones de los mismos, que corresponden al canal, medios para derivar de los grupos de ondas o porciones
2800 dos trenes de ondas índice diferentes que cada una representa una función de la onda de señal, siendo por lo menos, una representación ambigua, medios para aplicar ambos trenes

200637



122.

2805

nes de ondas índice conjuntamente para producir un impulso modulado en posición que corresponde a una selección de señal y medios para recobrar la onda de señal de los impulsos de salida que corresponden a todas las selecciones de señal.

2810

43 - Un sistema de acuerdo con el punto 19 ó 20 que comprende medios para hacer que los impulsos índice de cada grupo se distingan uno de otro, medios para transmitir todos los impulsos de cada grupo durante el mismo período de tiempo y medios para asegurar que ningún impulso índice ocurra simultáneamente.

2815

44 - Un sistema de acuerdo con el punto 17 que comprende para cada canal un oscilador principal que genera ondas que tienen una frecuencia igual a la frecuencia de selección de señal, medios para modular dichas ondas de acuerdo con la onda de señal, medios para multiplicar la frecuencia de las ondas moduladas en frecuencia por dos números enteros diferentes, a fin de producir dos trenes

2820

correspondientes de ondas índice de frecuencias diferentes moduladas en fase, medios para diferenciar ambos trenes de ondas índice para producir pines de impulsos correspondientes todos del mismo signo, medios controlados por el generador principal para generar un solo tren de impulsos

2825

de barrera de duración que excede ligeramente al período del pino de impulsos que tenga el período más largo, dos circuitos de barrera adaptados para ser abiertos simultáneamente por cada impulso de barrera para seleccionar un impulso de cada pino para servir como primer y segundo

2830

impulsos índice, medios para invertir todos los segundos impulsos índice y medios para transmitir sobre el sistema

200637



123.

de comunicación dicho primer impulso índice y dicho segundo impulso índice invertido.

2835

45 - Un sistema de acuerdo con el punto 43 en el que cada grupo comprende un par de impulsos índice y en el que se proveen medios para invertir un impulso índice de cada par, para diferenciarlo del otro impulso índice.

2840

46 - Un sistema de acuerdo con el punto 44 ó 45 en el que los impulsos índice se transmiten sobre el medio de comunicación por modulación de frecuencia de una onda portadora.

2845

47 - Un sistema de acuerdo con el punto 46 que comprende un circuito de almacenaje controlado por los impulsos índice positivos y negativos para generar una onda rectangular escalonada cuya amplitud aumenta y disminuye por pasos en respuesta a impulsos índice positivos y negativos, respectivamente, y medios para aplicar la onda rectangular escalonada para controlar la frecuencia de un oscilador de alta frecuencia que suministra ondas portadoras al medio de comunicación.

2850

48 - Un sistema de acuerdo con el punto 47 en el que el circuito de almacenaje comprende un condensador de almacenaje, medios para cargar el condensador a un potencial medio dado, medios para aplicar impulsos índice de un signo para aumentar la carga del condensador y medios para derivar la onda rectangular escalonada, de los terminales del condensador.

2855

49 - Un sistema de acuerdo con el punto 48 en el que el transmisor está conectado sobre un medio de comunicación a un receptor que comprende un medio discriminador para recobrar la onda rectangular escalonada de la onda portadora, medios para diferenciar la onda rectangular a

2860

fin de producir impulsos índice positivos y negativos

200637



124.

2865

medios para seleccionar y separar los impulsos índices positivos y negativos que corresponden a un canal dado, medios para derivar respectivamente de los impulsos índices positivo y negativo dos trenes de ondas de salida moduladas en fase que tienen respectivamente las frecuencias de los trenes correspondientes de ondas índices producidas en el transmisor, medios controlados conjuntamente por los dos trenes de ondas de salida para producir un tren de impulsos de salida modulados en posición y medios para recuperar de los impulsos de salida la onda de señal moduladora.

2870

2875

50 - Un sistema de acuerdo con cualquiera de los puntos 25, 31, 32, 37, 42 ó 49 en el que el medio para recuperar la onda de señal moduladora comprende medios para seleccionar un armónico de la frecuencia de repetición de los impulsos de salida, medios para aplicar el armónico seleccionado a un discriminador de frecuencia y medios para integrar la salida del discriminador.

2880

2885

51 - Un sistema eléctrico de comunicación caracterizado por un transmisor esencialmente como se ha descrito con referencia a las figs. 1, 2, 3, 5 y 6 o a cualquiera de las figs. 7, 10 y 13 o a las figs. 15 a 17 o a las figs. 20 y 21 de los adjuntos dibujos.

52 - Sistema eléctrico de comunicación

Tal como se ha descrito en la Memoria que antecede representado en los dibujos que se acompañan y a los fines especificados.

Esta Memoria consta de ciento veinticuatro hojas escritas por una sola cara.

Madrid 26 NOV 1951



[Handwritten signature]
Secretario General

200637

Hofa 1^a

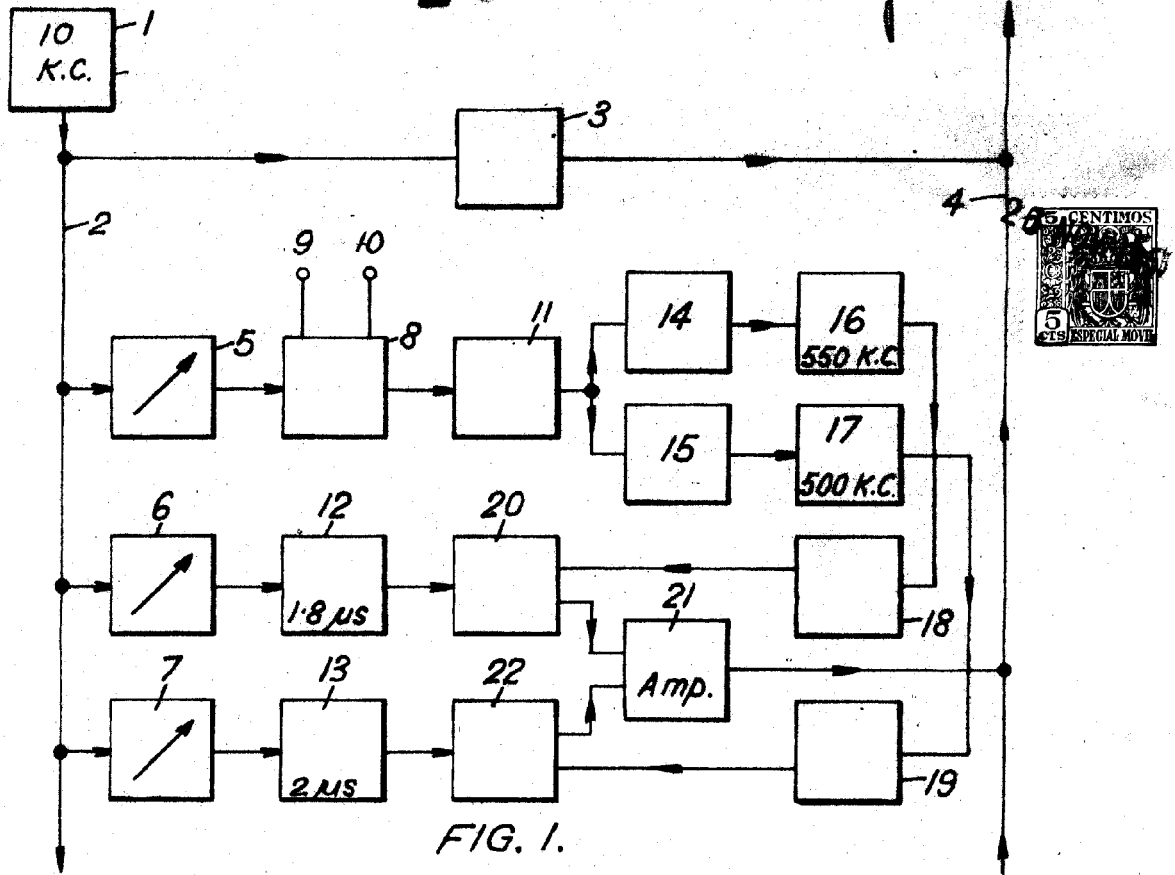


FIG. 1.

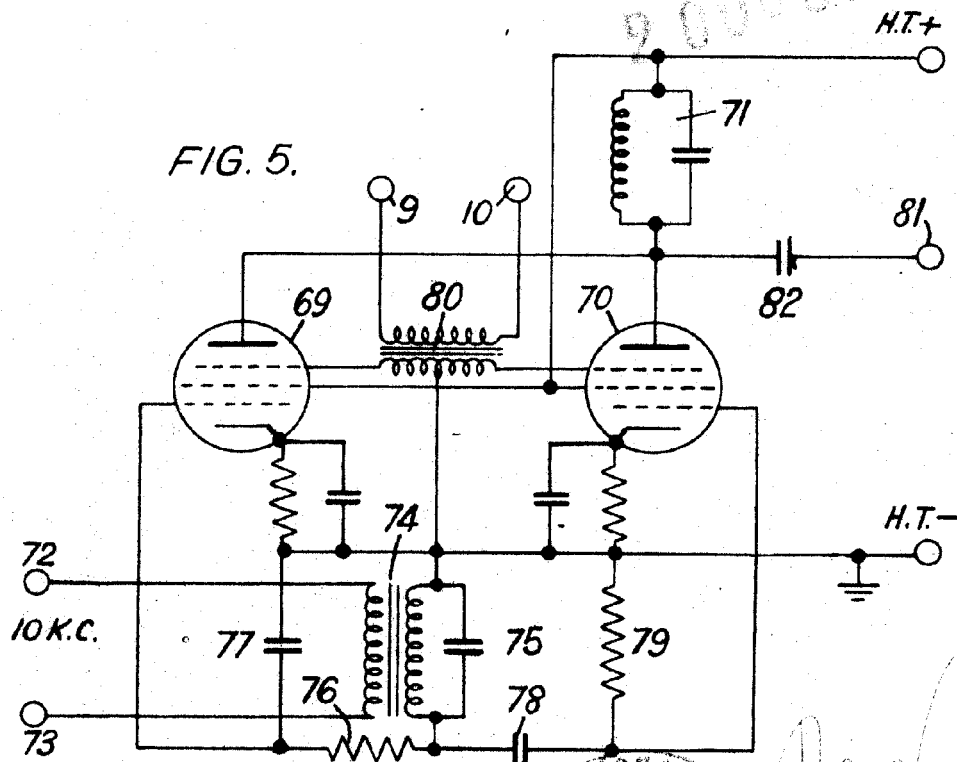


FIG. 5.



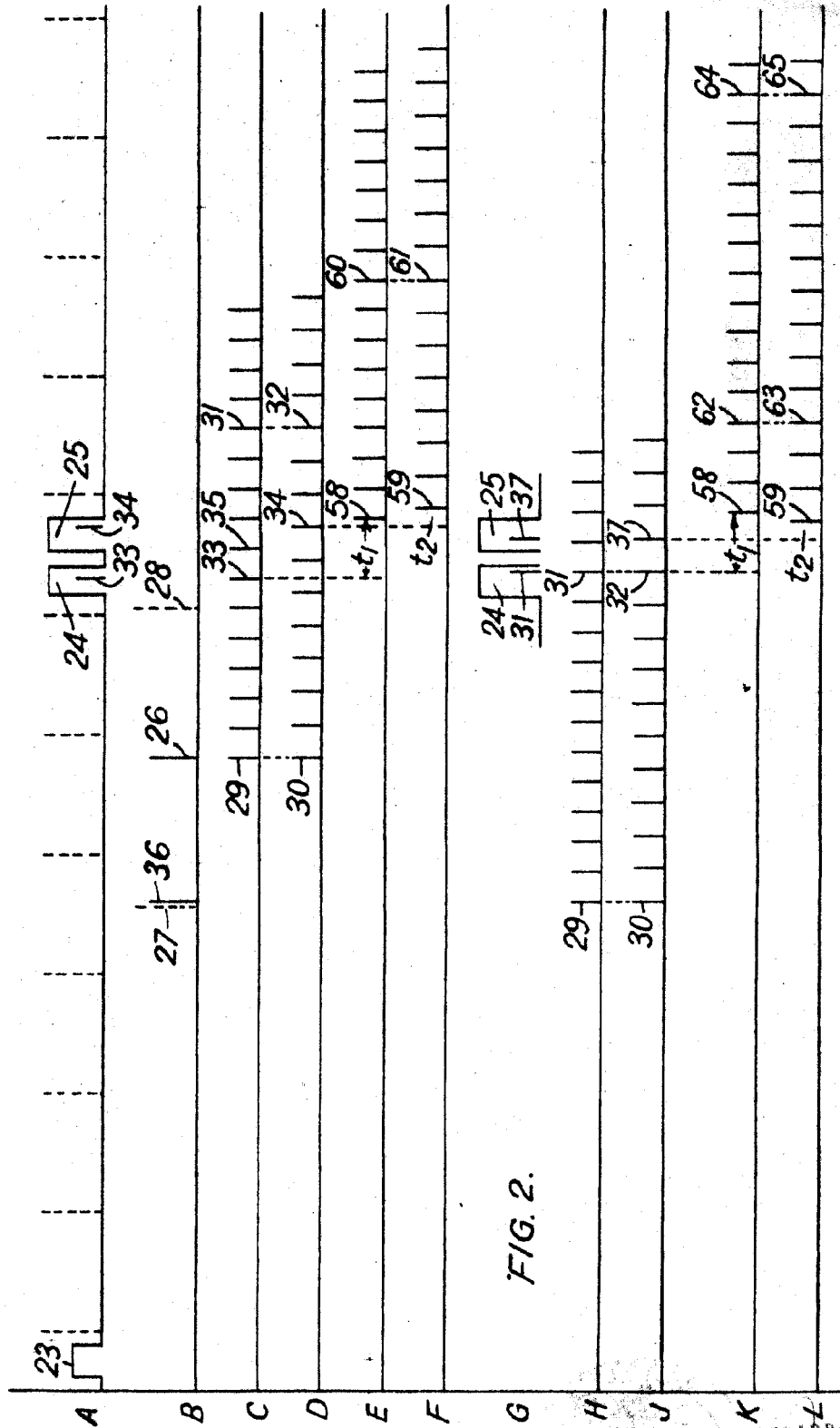
TELEFONOS
STANDARD ELECTRIC S. A.
Secretario General

200637

Hoja 2



26 NO



STANDARD ELECTRICA, S. A.

[Signature]
 Secretario General

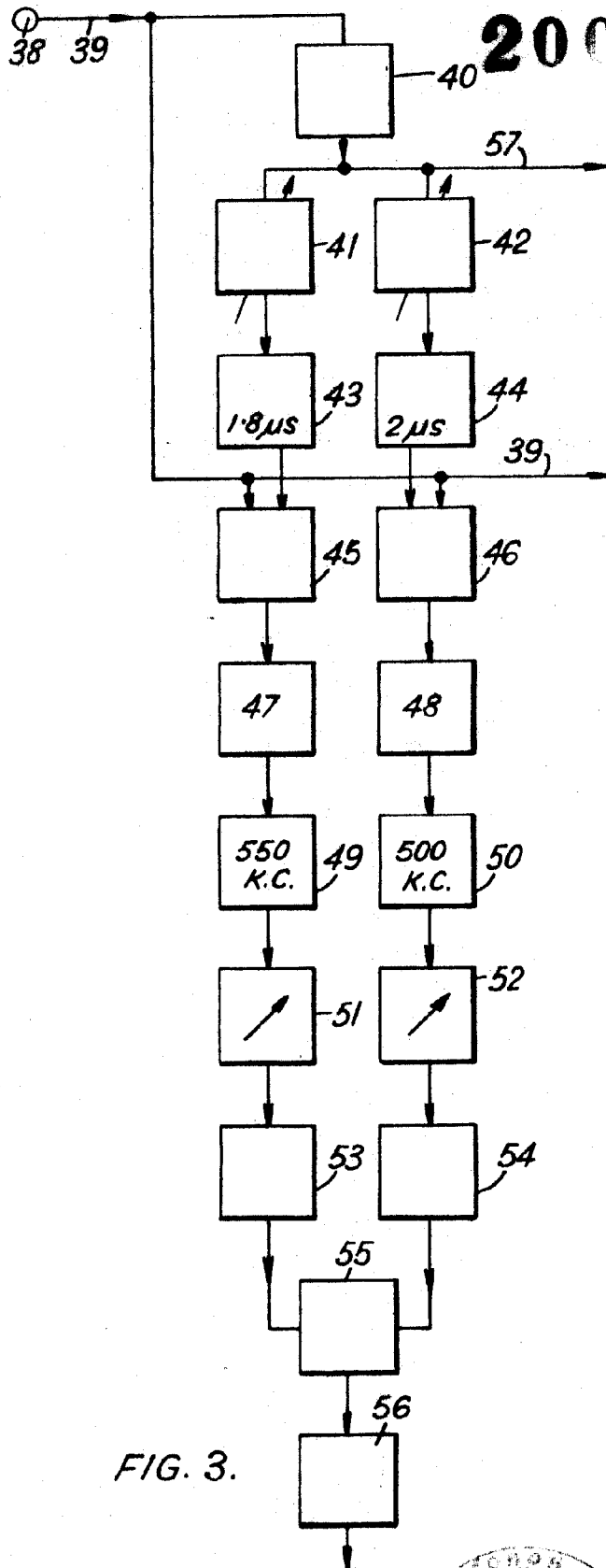


FIG. 3.



INDUSTRIAL ELECTRYCA, S. A.

Secretaría General

200637

Moje H²
H.T. +

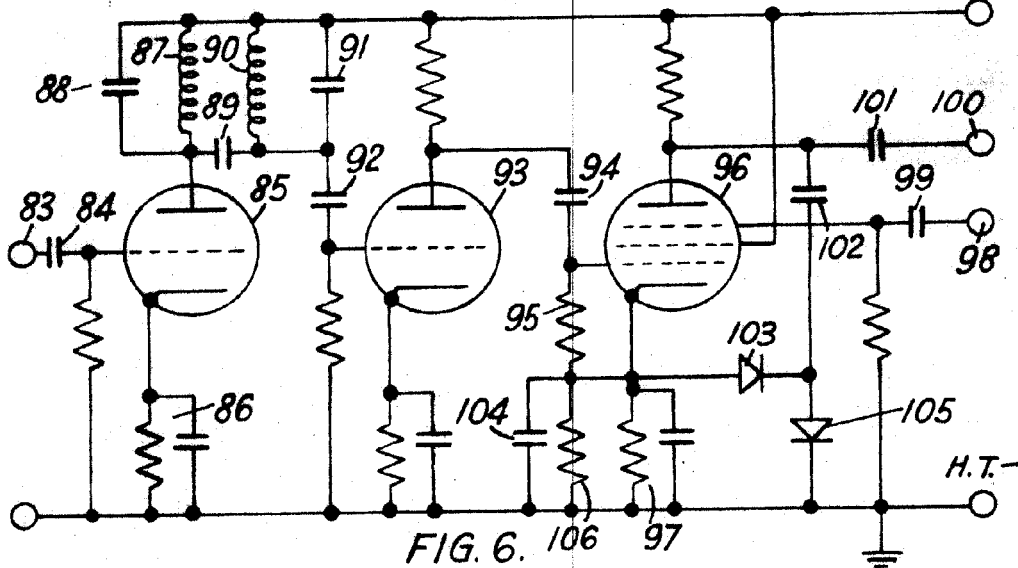


FIG. 6.

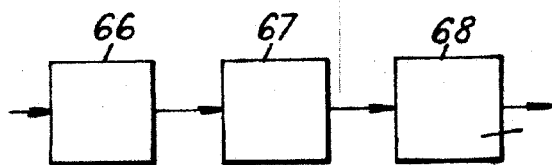


FIG. 4.

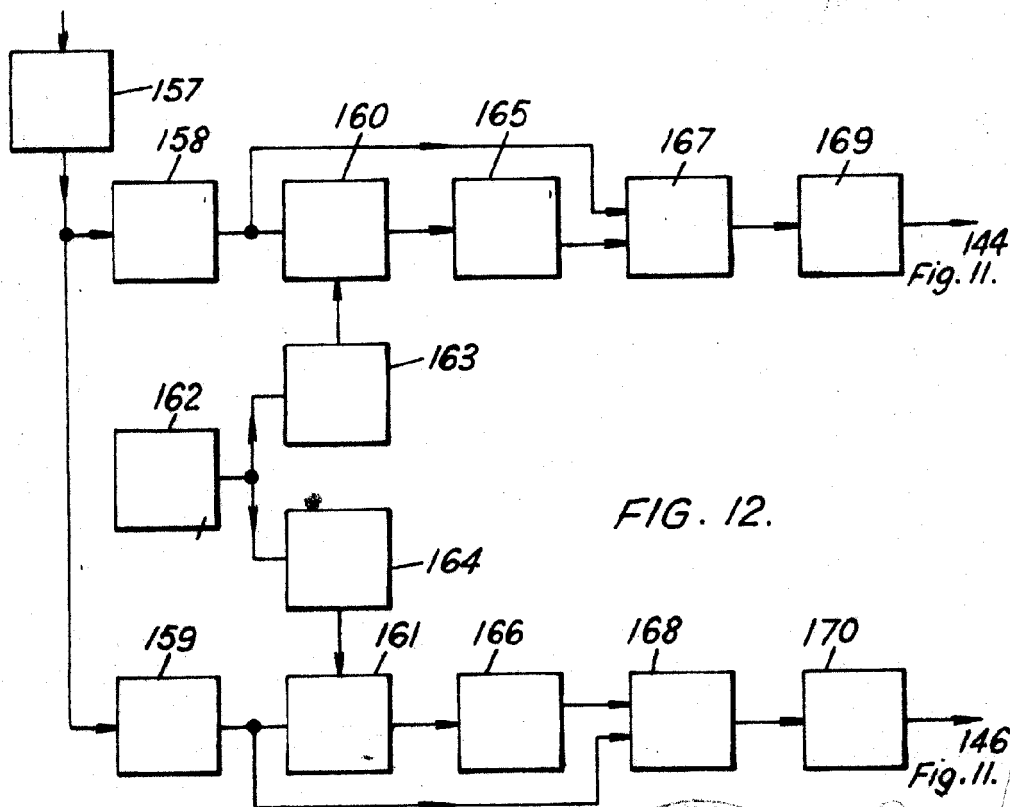
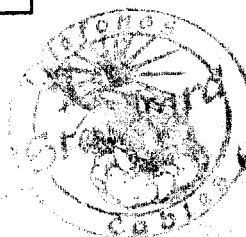


FIG. 12.



RECEIVED NOV 11 1944

W. R. Kaper

200637

Moja 5^a

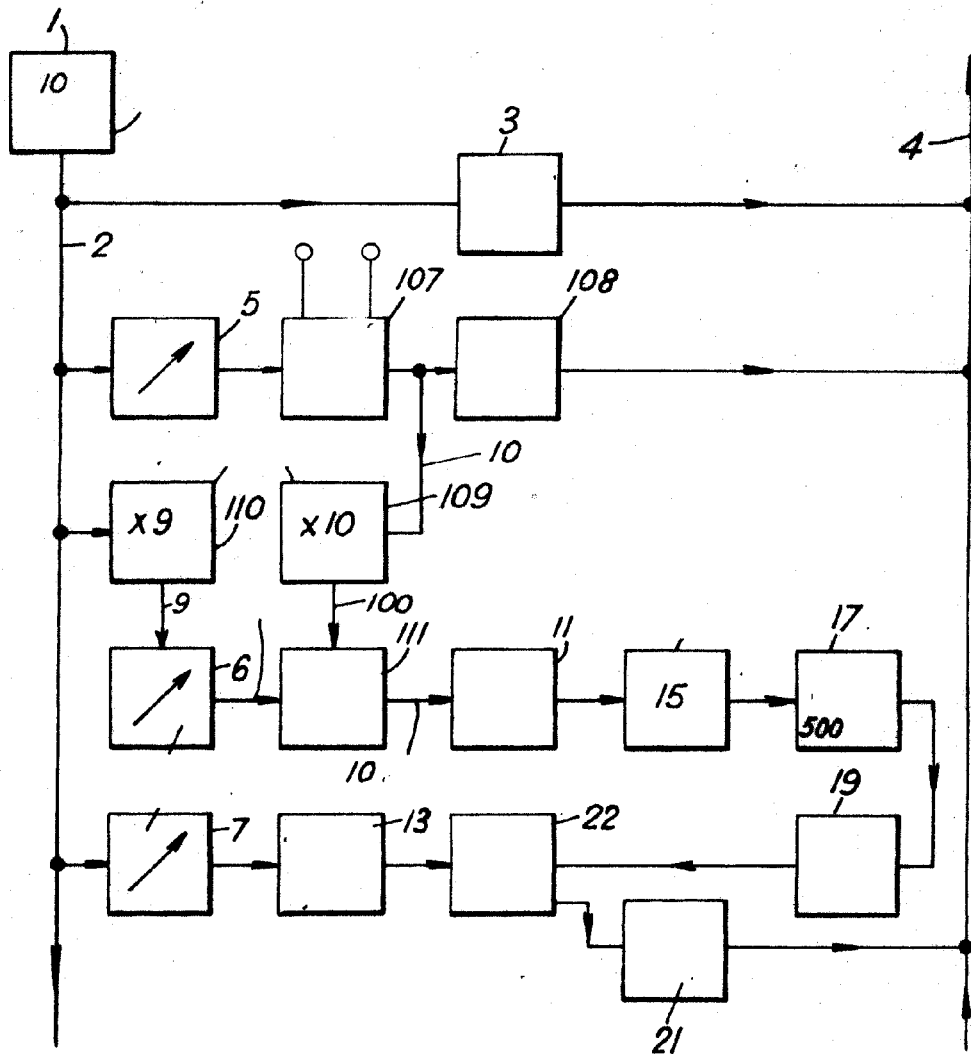
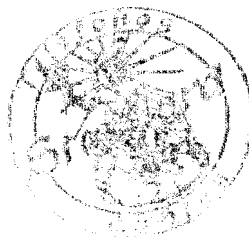


FIG. 7.



McKays

200637 Hoya 6a

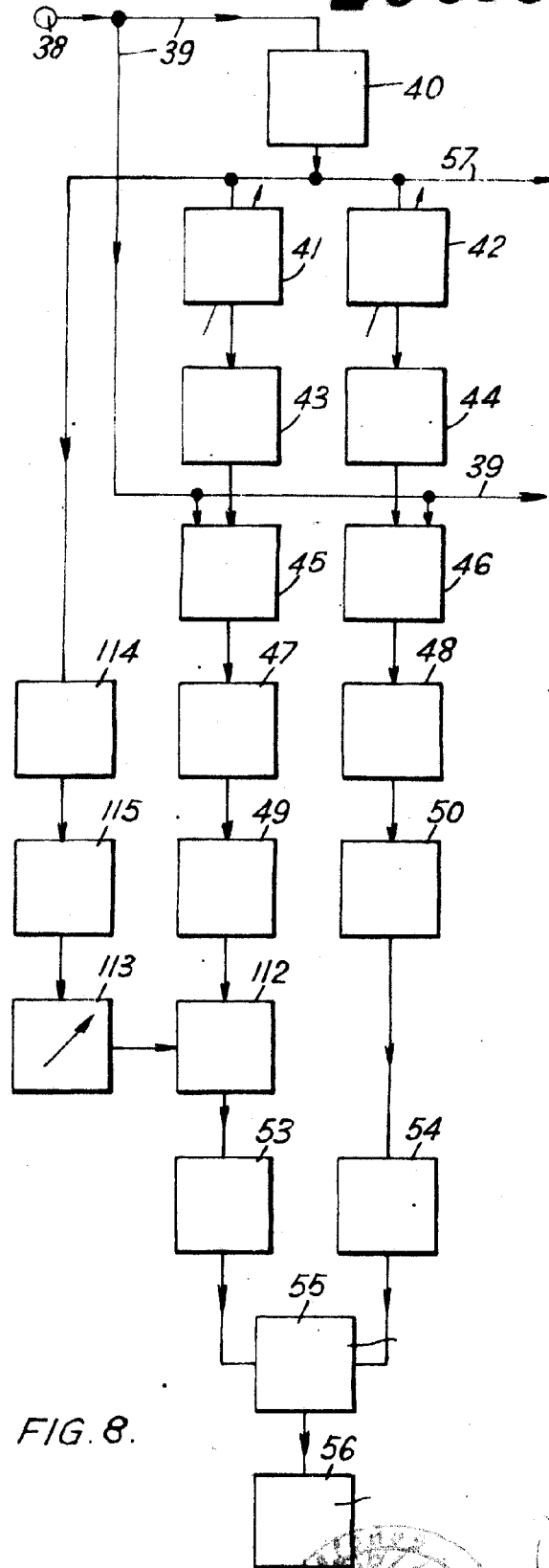


FIG. 8.

[Handwritten signature]
García

200637

Hoya 7^a

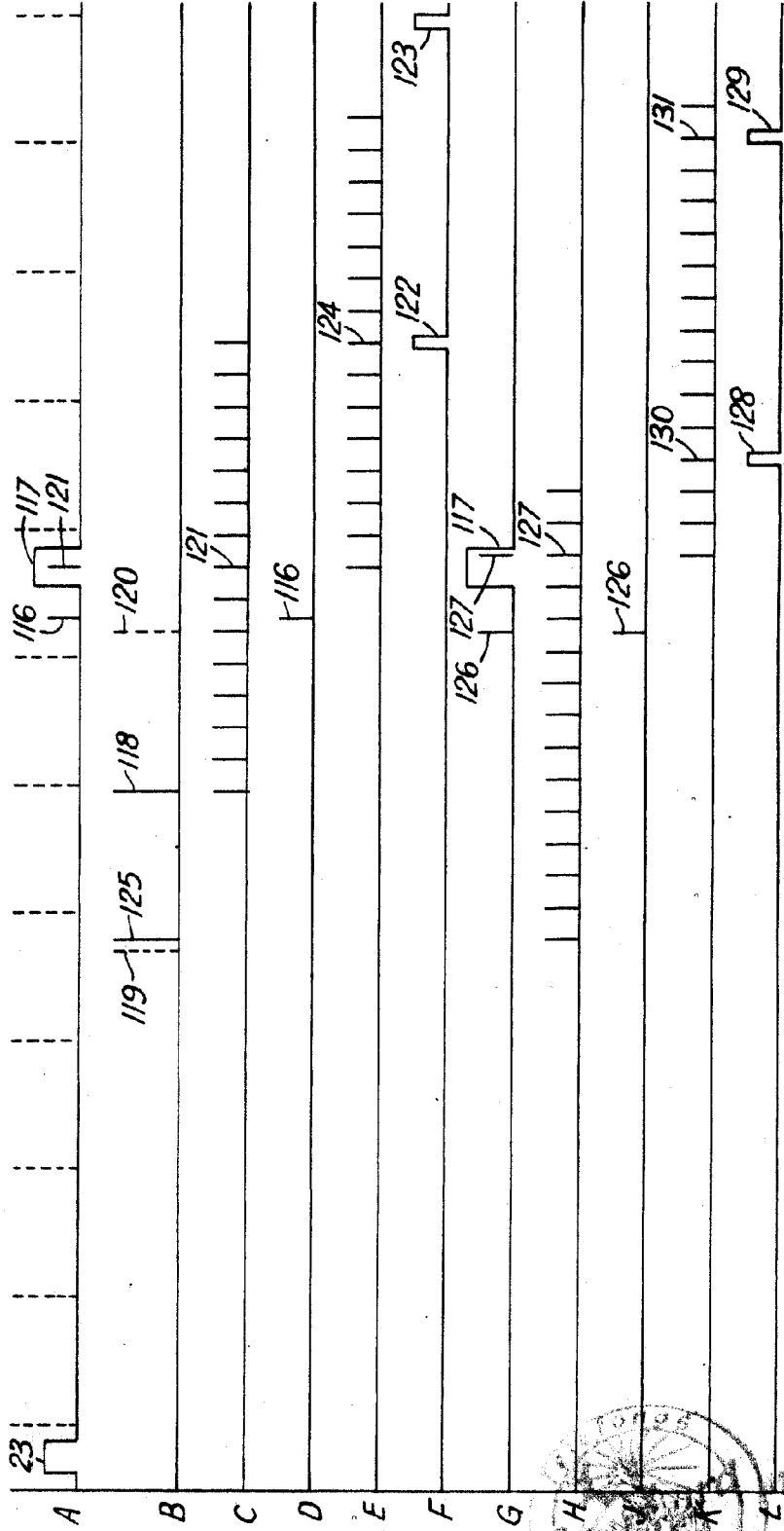
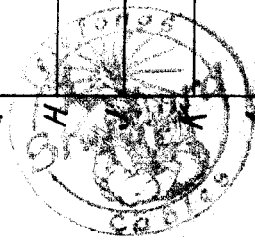


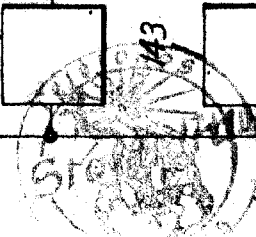
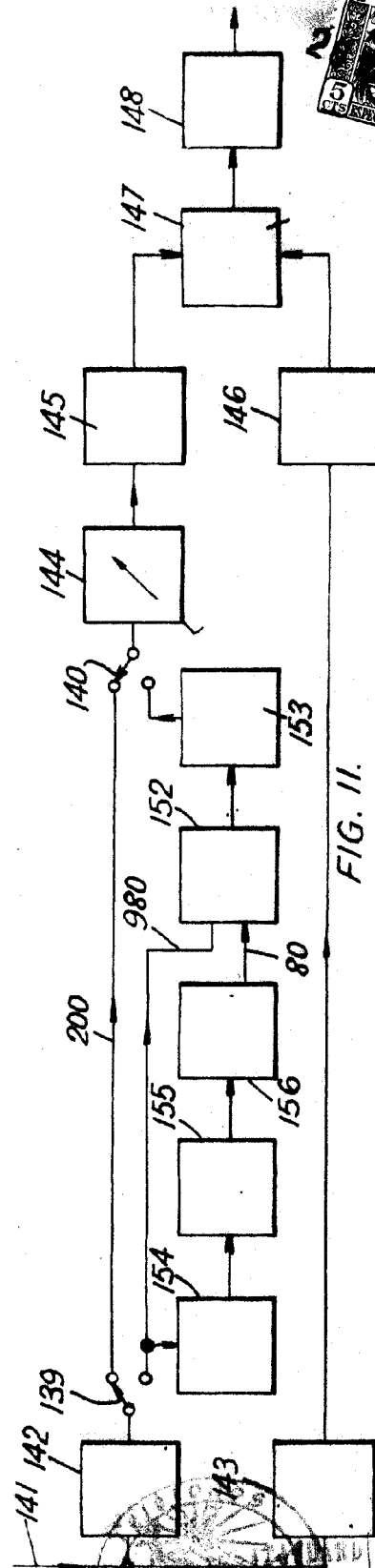
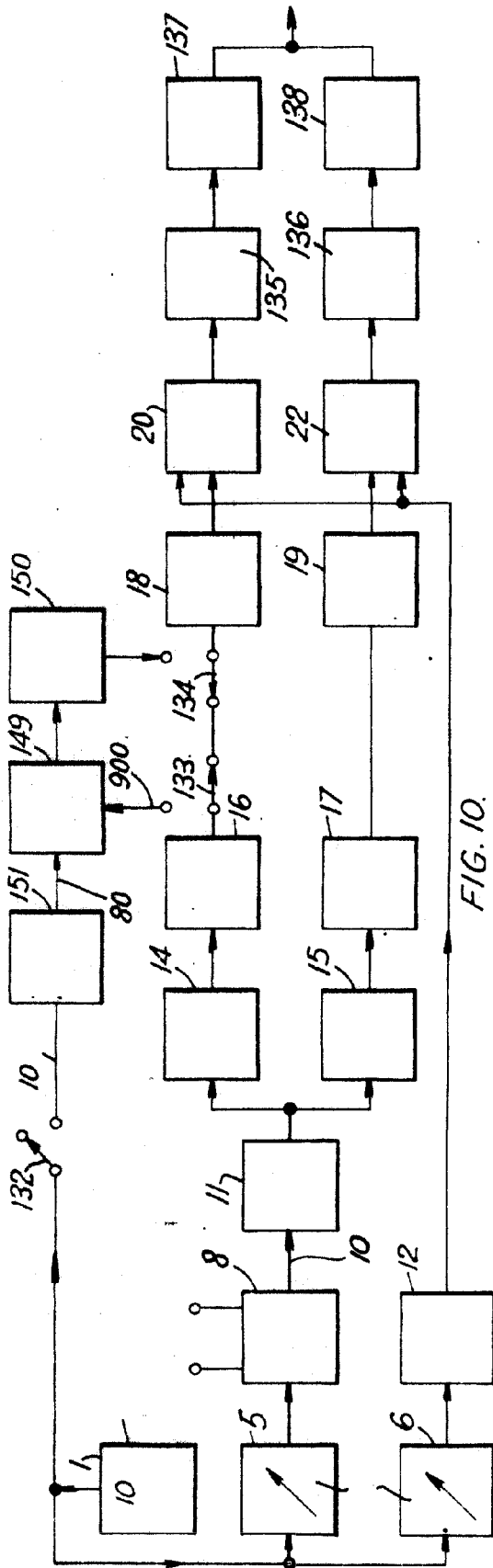
FIG. 9.



[Handwritten signature]

200637

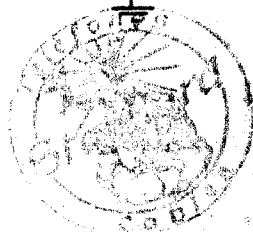
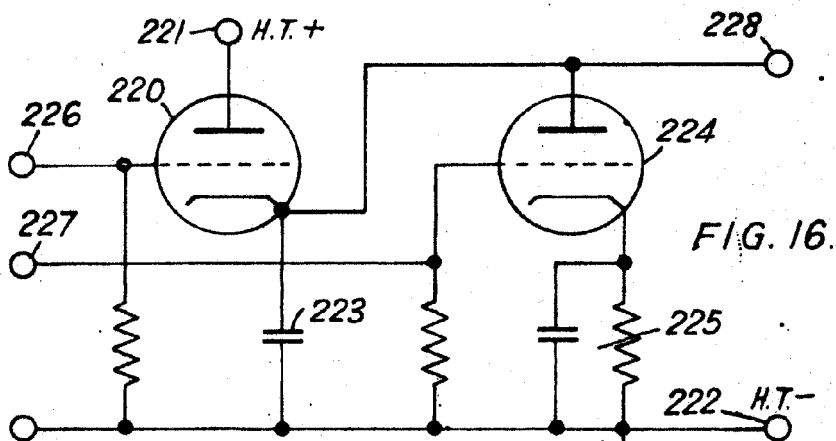
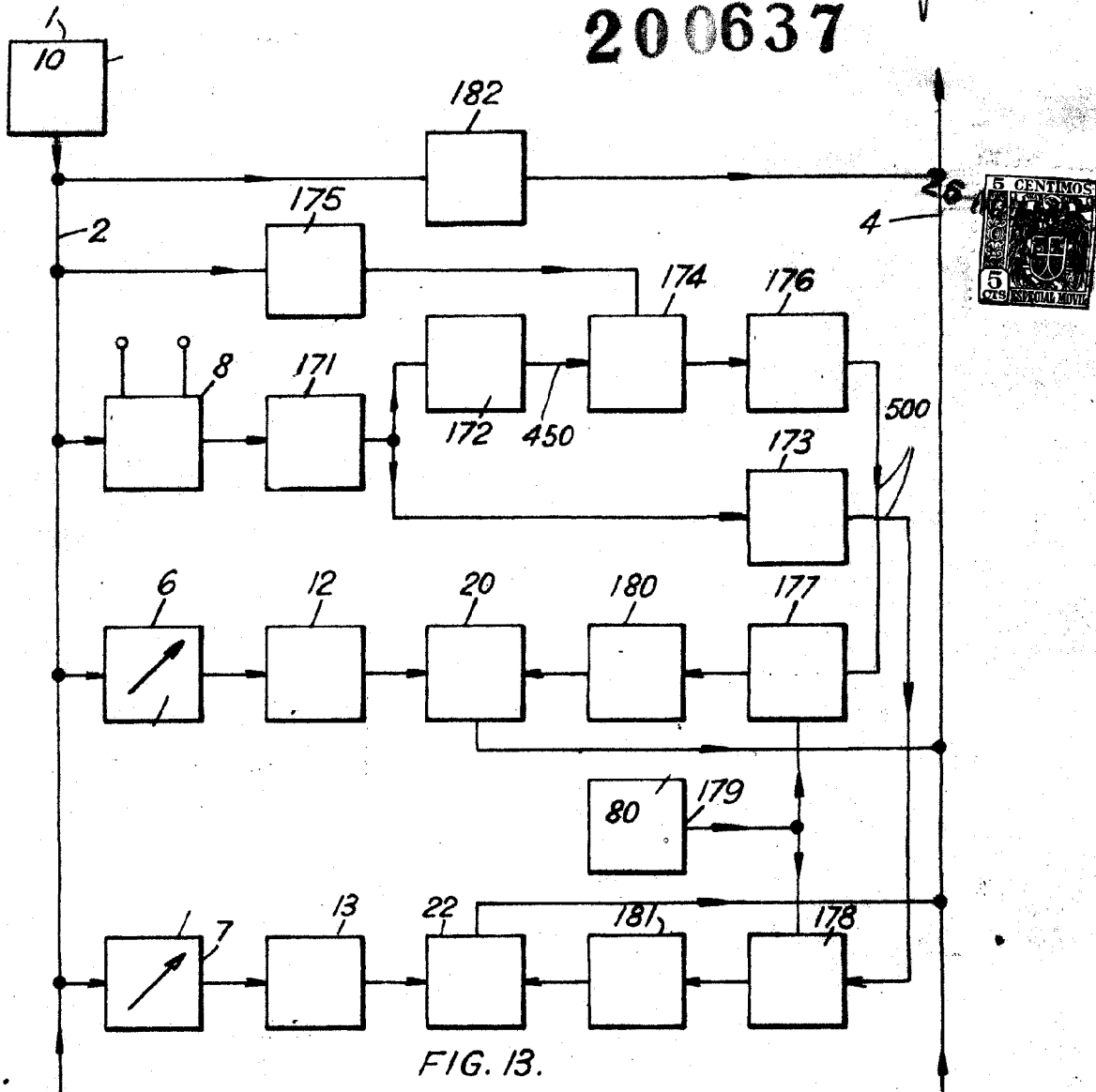
Hoja 8ª



Secretario General

200637

Hoyu 92



STANDARD ELECTRIC, S. A.

Secretario General

200637

Maya 10

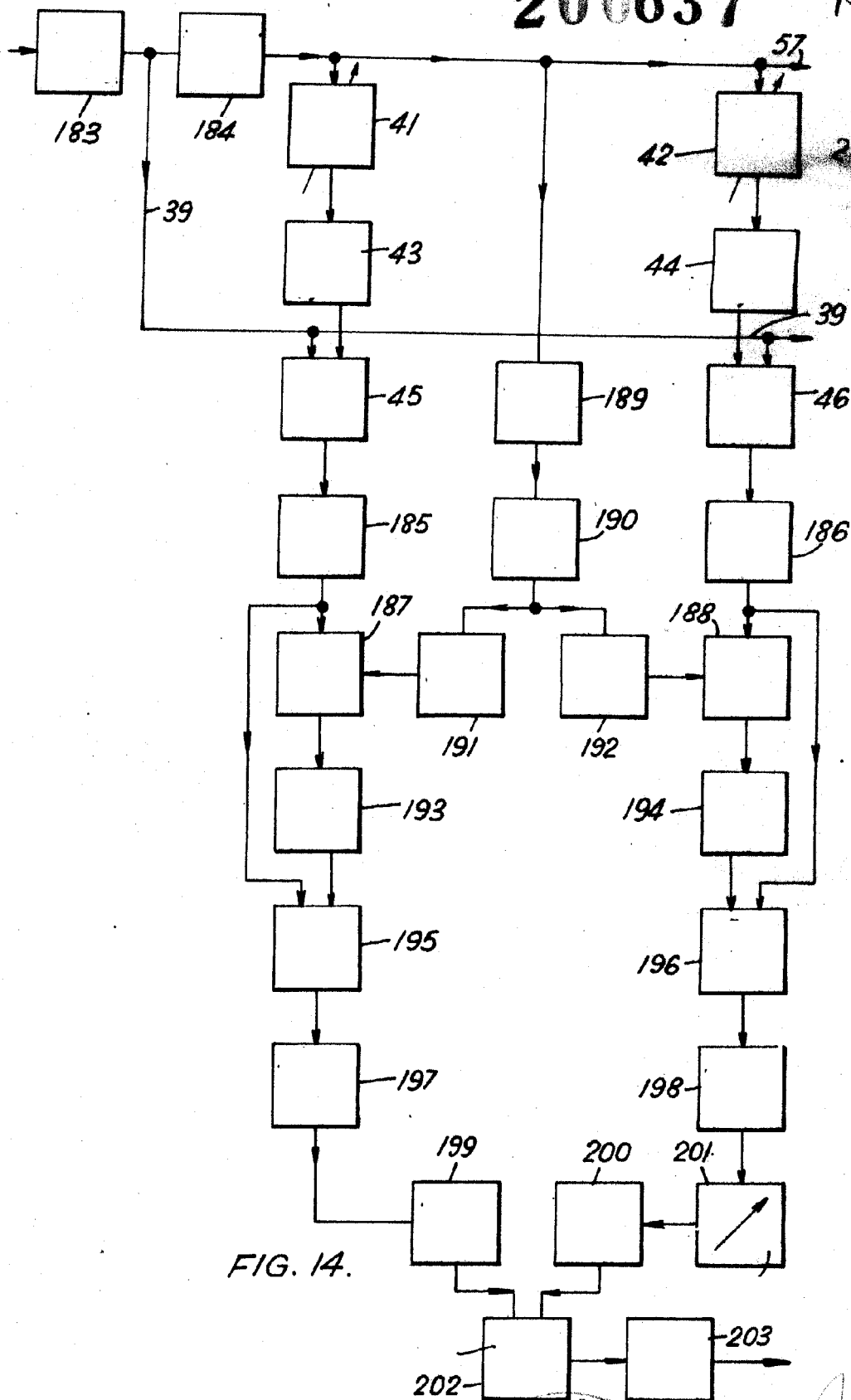


FIG. 14.



STANDARD TELETYPE, S. I.
[Signature]
 SECRETARY GENERAL

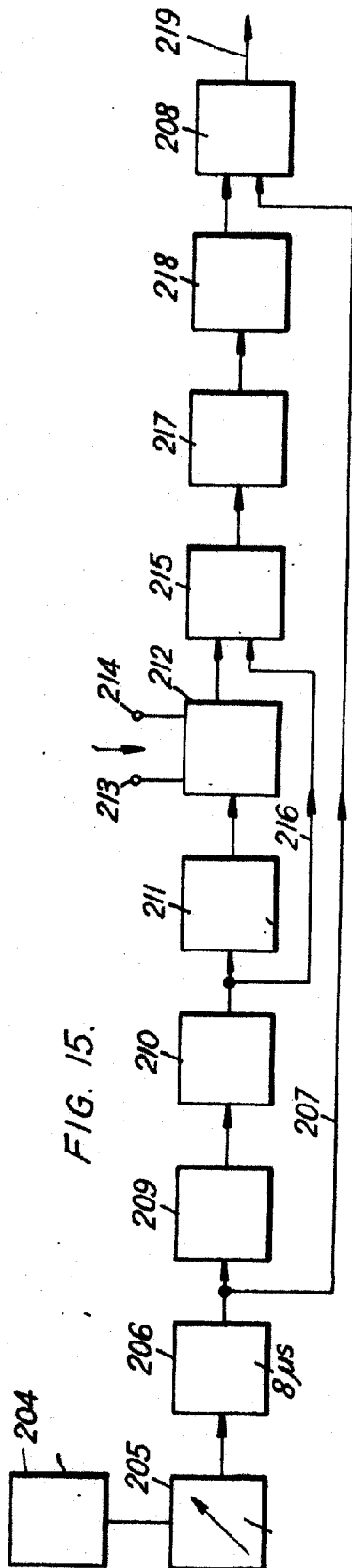
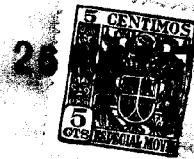


FIG. 15.

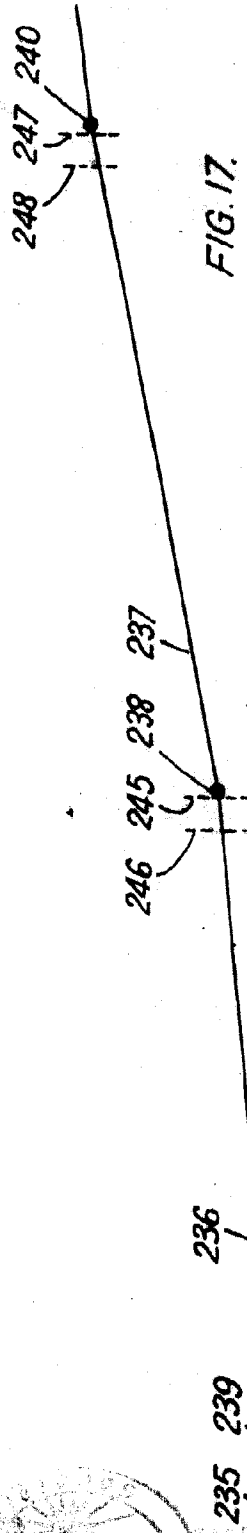
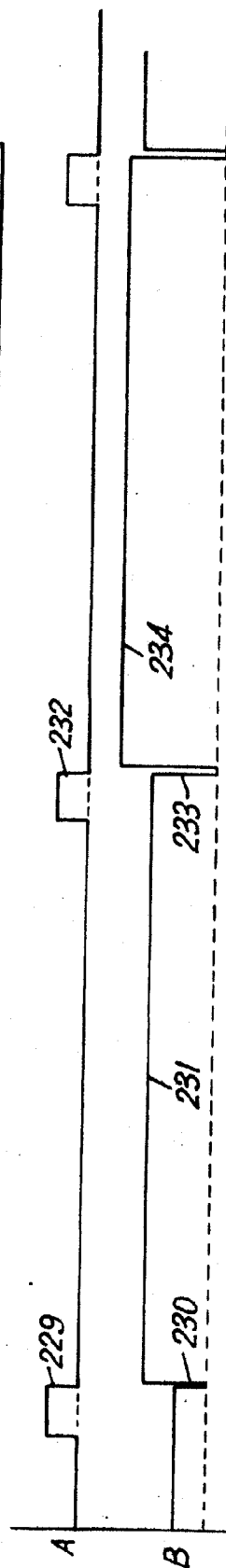
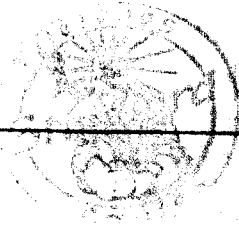


FIG. 17.



Wojan

200637 Hoga 12

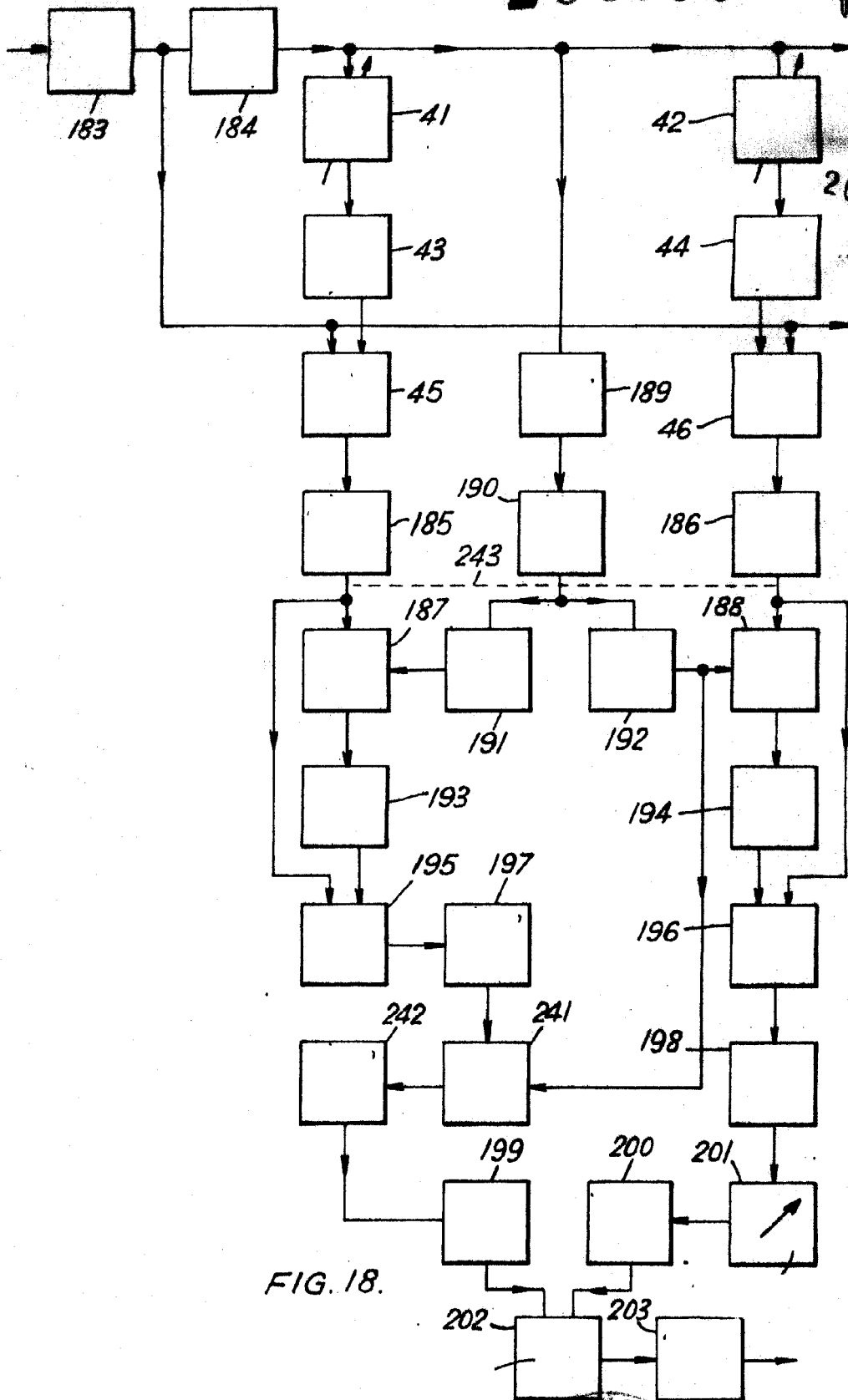
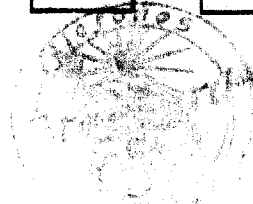


FIG. 18.



Handwritten signature

200637 May 13

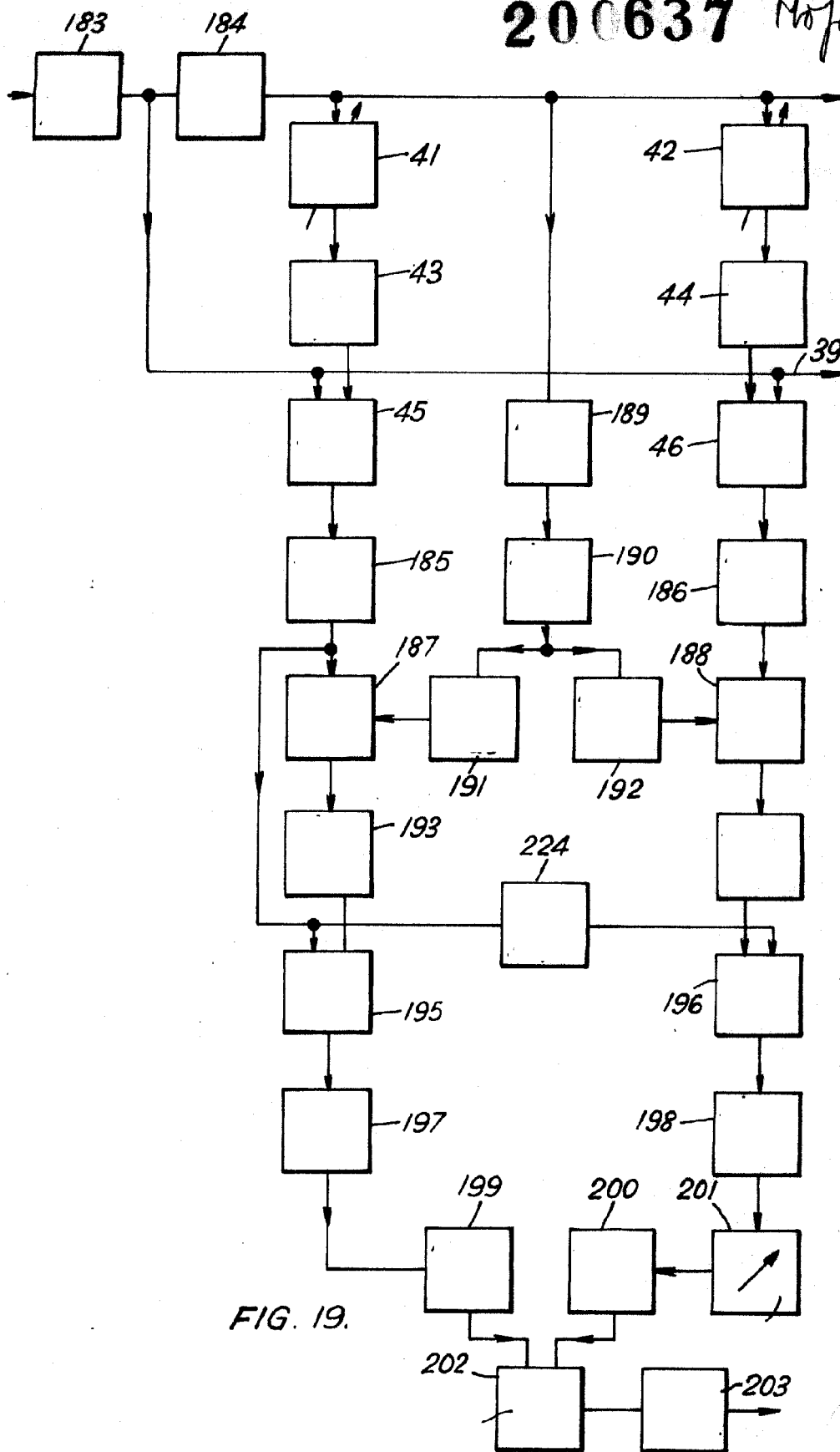


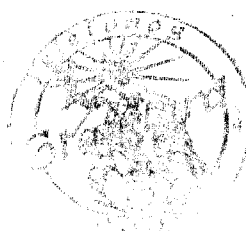
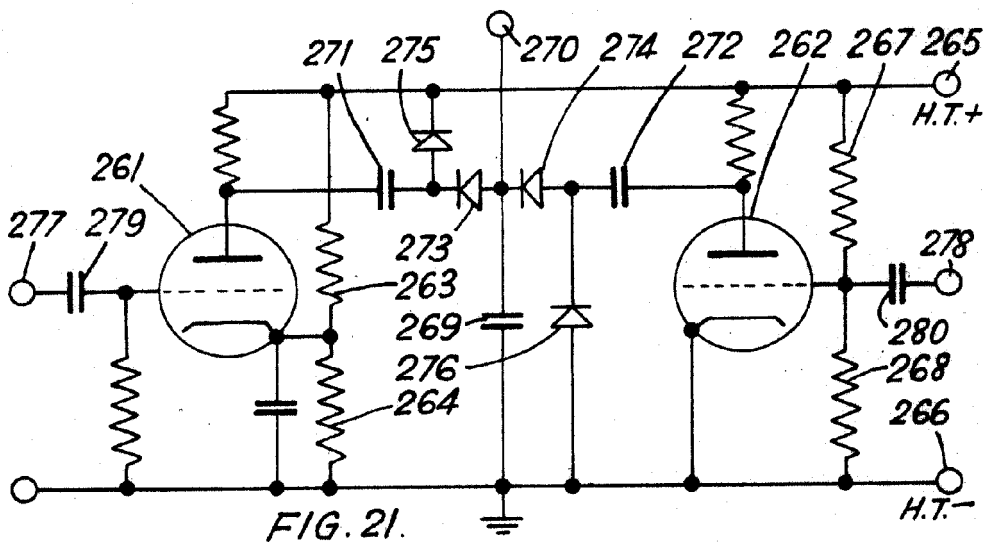
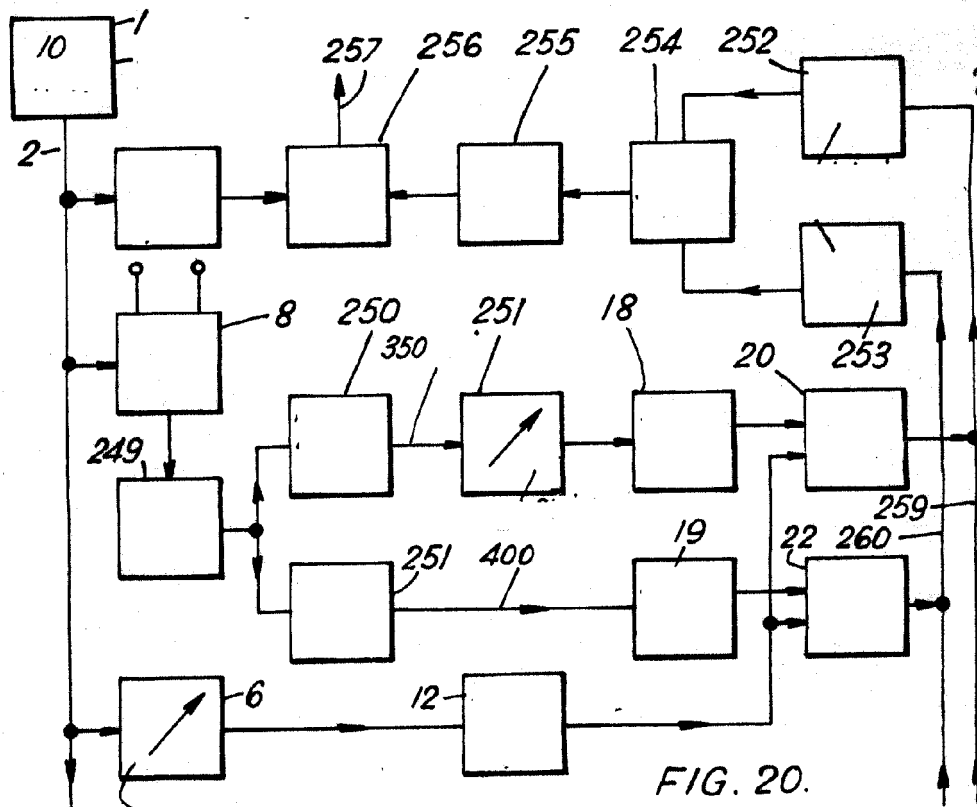
FIG. 19.

STANDARD FILED MAY 13 1963

[Handwritten signature]

200637

Nov 14



[Signature]
 Secretario General

200637

Nov 10

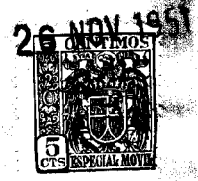
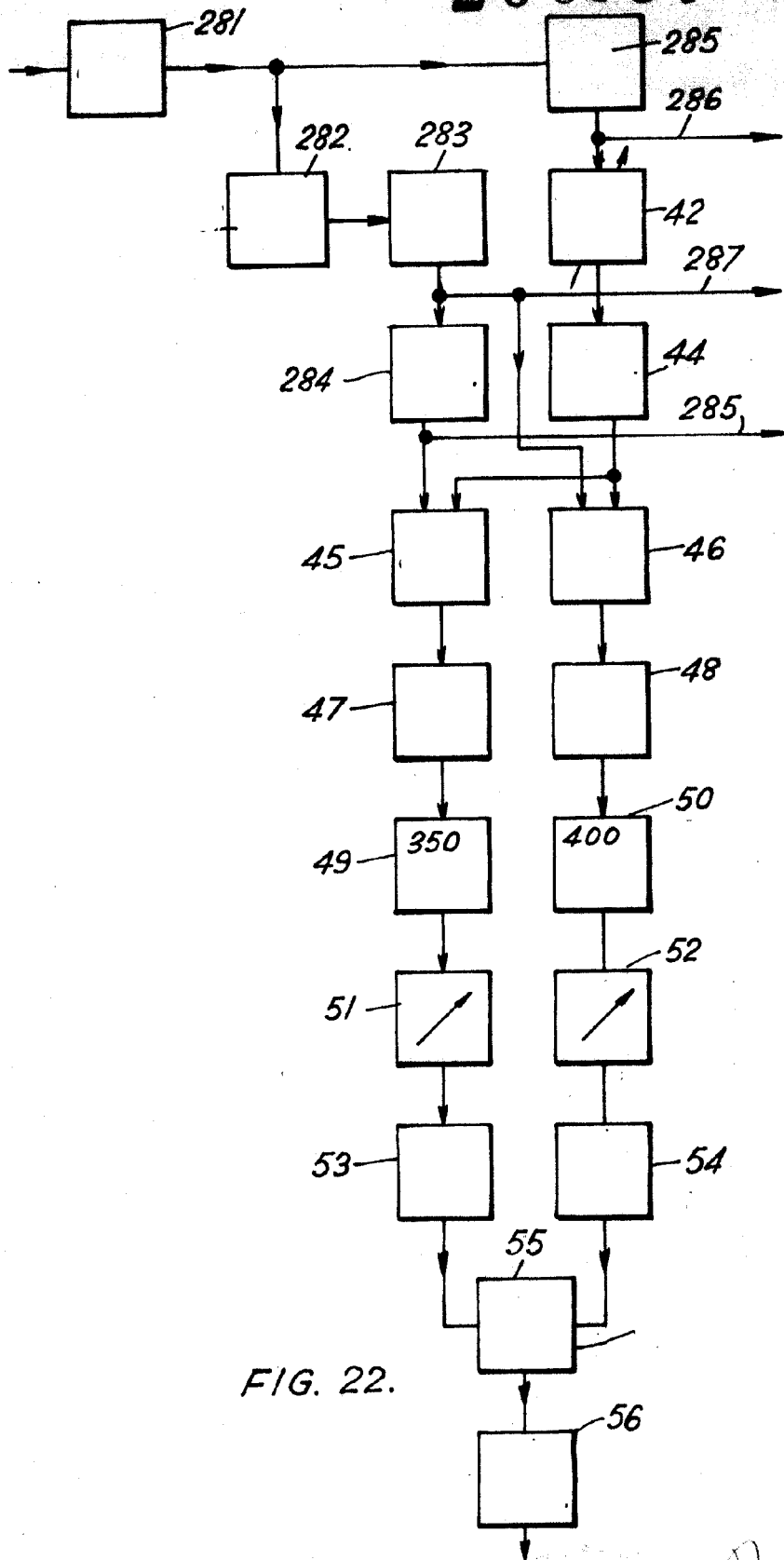


FIG. 22.

[Handwritten signature]