

377111



R.J. Gurak - M.D. Reicher - 1-1

377111

SECCION TECNICA
CLASIFICACION
CLASE H-04
SUBCLASE B

MEMORIA DESCRIPTIVA PARA SOLICITAR PATENTE DE INVENCION
EN ESPAÑA POR: "SISTEMA RECEPTOR DIVERSITY DE IGUAL
GANANCIA, CON SUPRESOR DE RUIDOS", A NOMBRE DE
STANDARD ELECTRICA, S.A., DOMICILIADA EN MADRID,
CALLE DE RAMIREZ DE PRADO, 5

Este invento se refiere a sistemas radioreceptores del tipo diversity de espacio, frecuencia, tiempo o angular que responden a ondas portadoras moduladas angularmente, tal como, por ejemplo, ondas portadoras moduladas en frecuencia o fase y más particularmente a un sistema radioreceptor diversity del tipo combinador predetector para comunicaciones a largas distancias.

Una de las dificultades de los sistemas de radio para comunicaciones a larga distancia es el desvanecimiento, que generalmente se considera ser el resultado de la interferencia en el sistema receptor entre las ondas de radio transmitidas, que han seguido recorridos de longitud efectiva diferente. Hasta ahora esta dificultad ha sido atacada con varias formas de sistemas diversity, tales como

377111



2.

15 diversity en espacio, en frecuencia, en tiempo y en ángulo,
como se describe plenamente en la patente norteamericana
Nº. 3.195.049.

El sistema diversity ha tenido un amplio éxito
especialmente con los actuales sistemas de transmisión tro-
20 posférica a larga distancia. A causa de las señales débi-
les, de desvanecimiento rápido, inherentes a las señales
troposféricas de propagación, estos sistemas utilizan téc-
nicas de modulación que proporcionan un aumento de la rela-
ción señal-ruido tal como la obtenible con técnicas de FM
25 (modulación de frecuencia) conjuntamente con recepción di-
versity para proporcionar comunicaciones seguras y de alta
calidad.

Una técnica de recepción de señales FM en un re-
ceptor diversity se ha designado "selección de señal". Con
30 este tipo de técnica de recepción se acepta la más fuerte
de las dos señales y se rechaza la más débil. Se ha compro-
bado que este tipo de técnica de recepción no proporciona
tanta ventaja como la técnica de combinación de predetec-
ción, pues ambos canales de un sistema diversity dual, o
35 todos los canales de un sistema receptor diversity múltiple,
contribuyen a la salida de la señal de IF (frecuencia in-
termedia) que da por resultado una ventaja en los sistemas
de comunicación del tipo de propagación a larga distancia.

Una forma de sistema de combinación de predetec-
40 ción de IF ha sido designada como sistema de "combinación
de igual ganancia". En este sistema, las señales de IF se
generan con la misma frecuencia y con una relación de fase
de modo que las señales de IF pueden corrientemente combi-



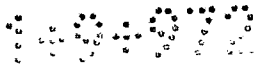
377111

3.

45 narse, en fase, y al mismo nivel relativo a que son recibidas. La salida del combinador, la señal común de IF, se utiliza para generar una señal de control automático de ganancia (AGC) que se aplica en común a los amplificadores de IF del receptor diversity para asegurar una amplitud constante en la señal común de IF en la salida del combinador.

50 Otra forma de sistema de combinación de predetección se denomina de "relación máxima" o de "cuadratura de relación" que es el sistema de combinación diversity más eficaz que proporciona una seguridad de recepción de señal del mayor potencial. Este tipo de técnica de combinación es similar a la combinación de igual ganancia excepto por el método de controlar la ganancia para cada señal de IF predeterminada. La combinación de igual ganancia requiere que la ganancia relativa para cada señal IF predetectada sea la misma, mientras que la combinación de relación máxima requiere que la ganancia para cada señal de IF predetectada sea proporcional al nivel de la señal. En la salida de IF común resultante la señal más débil está controlada para contribuir una señal proporcionalmente menor de lo que lo hace la señal más fuerte de la señal combinada. El potencial de AGC común de la técnica de combinación de igual ganancia, se utiliza aún en la disposición de combinación de cuadratura de relación, para mantener constante la amplitud de la señal de salida de IF combinada.

70 La patente norteamericana antes mencionada indica las diferentes ventajas de las técnicas de combinación de predetección siendo la principal ventaja de las mismas el aumentar la probabilidad de que se excede el nivel mínimo



377111

4.

del receptor durante un tiempo superior, aumentando así la fiabilidad de la comunicación.

75 Un fin de este invento es proporcionar otro tipo de sistema receptor diversity de combinación de predetección.

80 Otro fin de este invento es proporcionar un sistema receptor diversity para combinar, sustancialmente en fase, varias señales de FM utilizando técnicas de combinación de igual ganancia en combinación con supresión de ruidos en la señal lo que proporciona un funcionamiento de casi relación máxima.

85 Una característica de este invento es la provisión de un sistema receptor diversity del tipo de combinación de predetección que comprende: un par de suministros de señales, teniendo las señales de cada uno de los suministros relación de fase al azar con respecto uno del otro; primeros acoplados a los suministros para proporcionar primeras y segundas señales de frecuencia intermedia, cada una con la misma frecuencia; primeros medios de control de ganancia acoplados a los primeros medios que responden a la primera señal de frecuencia intermedia; segundos medios de control acoplados a los primeros medios que responden a la segunda señal de frecuencia intermedia; primeros medios de atenuación variable acoplados a los primeros medios de control; segundos medios de atenuación variable acoplados a los segundos medios de control; segundos medios acoplados a los primeros y segundos medios de atenuación para acoplar la primera y la segunda señal de frecuencia intermedia; terceros medios acoplados a la salida de los segundos medios, la

90

95

100

377111



5.

salida de los primeros y segundos medios de control y a los
primeros medios para variar la relación de fase de las seña-
les primera y segunda de frecuencia intermedia para combina-
105 ción en fase en los segundos medios; cuartos medios acopla-
dos a la salida de los segundos medios para producir una
señal de control para acoplar a los primeros y segundos me-
dios de control para controlar la amplitud de cada una de
las señales primera y segunda de frecuencia intermedia para
110 producir una señal de amplitud constante en la salida de
los segundos medios; y quintos medios acoplados a la salida
de los cuartos medios, a la salida de los primeros y segun-
dos medios de control y a los medios de atenuación primeros
y segundos, para controlar los medios de atenuación prime-
115 ros y segundos para silenciar la más débil de las señales
primera y segunda de frecuencia intermedia cuando la rela-
ción portadora relativa de la misma iguala o sobrepasa un
valor predeterminado y para permitir la combinación de las
señales primera y segunda de frecuencia intermedia cuando
120 la relación portadora relativa es menor que el valor prede-
terminado.

Las anteriores y otras características y fines
del invento serán más evidentes por referencia a la siguien-
te descripción dada con relación a los adjuntos dibujos, en
125 los cuales:

La fig. 1 muestra una serie de curvas que compa-
ran la técnica de igual ganancia con silenciaci3n o supre-
si3n de ruidos del presente invento, con la t3cnica de se-
lecci3n de se3al y las t3cnicas anteriormente conocidas de
130 combinaci3n de predetecci3n de relaci3n m3xima e igual ga-

377111



6.

nancia.

La fig. 2 es un diagrama en bloque del sistema combinador de predetección de igual ganancia con silenciador de acuerdo con los principios del invento.

135 La fig. 3 es un diagrama esquemático, parcialmente en bloque, del circuito silenciador de la fig. 2; y

Las figs. 4 y 5 son tablas útiles para ilustrar y explicar el funcionamiento del sistema combinador de predetección de las figs. 2 y 3.

140 Con referencia a la fig. 1, en la misma se ilustran curvas que comparan la técnica de selección diversity con las técnicas de combinación de predetección anteriores y la del presente invento. Debe observarse que las curvas enlazadas y ejes en realidad se solapan o coinciden más
145 bien que estar separadas como se muestran para indicar que la ganancia igual con silenciación coincide en parte con la curva para la combinación de igual ganancia y con la técnica de selección y se aproxima al sistema de combinación diversity del tipo de relación máxima.

150 Debe observarse además, que el eje vertical es representativo de la mejora en la relación portadora a ruido (C/N) en db (decibelios) con relación a la señal máxima para un sistema diversity dual en escala lineal, mientras que el eje horizontal es la relación de portadora relativa
155 C_1/C_2 de las dos señales diversity a escala logarítmica.

La portadora C_1 y la portadora C_2 se refieren a la portadora de IF en el canal 1 y la portadora de IF en el canal 2, respectivamente, del sistema de la fig. 2 y se identifican adecuadamente en la misma en cuanto a su punto de ocurrencia.



377111

7.

160 Para fines de la explicación se utilizan en la
siguiente descripción determinados valores de relación por-
tadora relativa y atenuación así como potenciales. Ha de
recordarse, sin embargo, que estos valores son sólo para
fines de explicación y pueden modificarse para cumplir las
165 especificaciones de una aplicación determinada del sistema
del invento.

Con referencia a la fig. 2 se ilustra en la misma
un sistema receptor diversity que incorpora las técnicas
de igual ganancia con silenciador de acuerdo con los prin-
170 cipios del invento. Idealmente, la técnica de igual ganancia
en combinación con silenciaci3n amortigua la m3s d3bil
de las dos se3ales portadoras de IF cuando la relaci3n por-
tadora relativa es igual a, o excede de, 7,8 db. Cuando la
relaci3n portadora relativa es menor de 7,8 db, se mantiene
175 la combinaci3n de igual ganancia. La acci3n de silenciaci3n
se consigue repolarizando un diodo, tal como los diodos
3 y 4, que est3n en serie con la se3al de IF, de los cana-
les de se3al de IF 1 y 2, cuando C_2/C_1 o C_1/C_2 es igual a
7,8 db. Se obtiene una atenuaci3n de aproximadamente 30 db
180 cuando se repolariza cualquiera de los diodos 3 o 4. Ade-
m3s de la atenuaci3n de la se3al de IF el circuito silenciaci3n
proporciona salidas para alarmas de nivel portador como
se ilustra en la tabla de la fig. 4.

La fig. 2 ilustra varios sistemas receptores di-
185 versity adem3s del m3dulo combinador de igual ganancia y si-
lenciador 5. El suministro de se3al 6 incluye el amplifica-
dor de RF 7, el mezclador 8 y el suministro oscilador de
frecuencia variable 9, con la salida del mezclador 8 acopla-

377111



8.

190 da al canal 1. El suministro de señal 10 incluye el ampli-
ficador de RF 11, el mezclador 12 y el suministro oscilador
de frecuencia variable 13, estando la salida del mezclador
12 acoplada al canal 2. Si bien los suministros 9 y 13
195 pueden ser osciladores de frecuencia variable separados con,
por ejemplo, tubos de reactancia, o transistores para ajust-
tar la frecuencia de los suministros del oscilador, en la
práctica, sería conveniente disponer las frecuencias del
oscilador local como sigue (no se muestra). Un oscilador
controlado por cristal con alta estabilidad de frecuencia,
se acoplaría a los dos mezcladores estando las otras entra-
200 das de los mezcladores acopladas a osciladores de frecuen-
cia variable separados y con la salida de estos mezcladores
acoplada al mezclador 8 y al mezclador 12 proveyéndose el
control de frecuencia para ajuste de fase controlando el
oscilador de frecuencia variable acoplado a los mezcladores
205 alimentados desde el oscilador de cristal de gran estabili-
dad.

Las señales de cada uno de los suministros 6 y 10
se han sometido a diferentes cambios de fase, siendo estos
cambios al azar con relación uno al otro y a las señales
210 originales, tal como pueden haber sido transmitidas desde
un transmisor distante. Las señales de IF en las salidas
de los suministros 6 y 10 se ajustan para que tengan una
IF común f_{if} con anterioridad a su acoplamiento a los cana-
les 1 y 2 por cooperación de los suministros de los oscila-
215 dores 9 y 13 y sus mezcladores asociados 8 y 12. Así, es
un requisito en el funcionamiento de combinación de la se-
ñal según el sistema de este invento, que las señales en



377111

9.

las salidas de los mezcladores 8 y 12 sean de la misma frecuencia para permitir el ajuste de fase de las mismas y la
220 combinación en el combinador 14. Las señales de los mezcladores 8 y 12 se acoplan a través de amplificadores de IF 15 y 16 con AGC, respectivamente. La señal del canal 1 se acopla desde los amplificadores IF 15 y 16 con AGC respectivamente. La señal del canal 1 se acopla desde el amplificador de IF 15 a través del amplificador de IF 17, después a través del diodo 3 y del amplificador 18 con anterioridad a su acoplamiento al combinador 14. La señal del canal 2 se acopla desde el amplificador de IF 16 al amplificador de IF 19 y después a través del diodo 4 con anterioridad a su acoplamiento al amplificador de IF 20 y después con anterioridad a su acoplamiento al combinador 14.
230 La salida del combinador 14 se acopla al detector de control de ganancia automático (AGC) 21 y después a través del amplificador 22 al circuito AGC de los amplificadores 15 y 16 para proporcionar control automático de ganancia para
235 estos amplificadores y la señal de IF de los canales 1 y 2 para asegurar una salida de amplitud constante del combinador 14.

El conductor 23 interconecta puntos de circuito
240 común en los amplificadores 15 y 16 para compensar las variaciones de circuito en estos amplificadores particularmente las debidas a las variaciones de temperatura.

La salida del combinador 14 se acopla también a través del amplificador de frecuencia intermedia (IF) 24
245 al comparador de fase 25 que tiene su otra entrada acoplada a la salida del amplificador de IF 15 para proporcionar un

377111



10.

250 potencial de control de fase para acoplar al suministro os-
cilador 19 para ajustar su frecuencia de modo que la fase
de la señal de IF en la salida del mezclador 8 se mantiene
en la relación deseada con respecto a la fase de la señal
de frecuencia intermedia en la salida del mezclador 12 para
asegurar la combinación en fase en el combinador 14. En
forma similar, el control de fase para la señal de IF del
canal 2 se provee acoplando la salida del combinador 14 a
255 través del amplificador de IF 26 al comparador de fase 27
que tiene sus otras entradas acopladas a la salida del am-
plificador de IF 16 para producir el potencial de control
de fase para acoplar al suministro 13. Así, los comparado-
res de fase 25 y 27 controlan la frecuencia de un oscilador
260 de los suministros 9 y 13 para asegurar la relación de fase
apropiada entre las señales de IF en la salida de los mez-
cladores 8 y 12 para asegurar la combinación en fase en el
combinador 14.

265 La salida del combinador 14 se acopla también al
amplificador de IF 28 con anterioridad al resto del receptor
con lo que la limitación de amplitud y demodulación de fre-
cuencia se consigue para la utilización de la señal de IF
combinada.

270 Puede afirmarse que el sistema de control de fase
utilizado en el sistema receptor diversity de igual ganancia
en el combinador y silenciador del invento funcionará para
ajustar la fase de las señales de salida de IF de los mez-
cladores 8 y 12 para que estén en relación de fase predeter-
minada para combinación en fase en el combinador 14 si se
275 cumple la relación siguiente:

377111



11.

$$\left| f_A - f_{LO_A} \right| = \left| f_B - f_{LO_B} \right| = \left| f_{if} \right| \quad (1)$$

Como se ha mencionado anteriormente, se prefiere ajustar la fase de las señales de IF que han de combinarse para mantener las señales que están siendo combinadas en una relación de fase predeterminada para combinación en fase en el combinador 14 ajustando la frecuencia de las señales del oscilador local suministradas por los suministros 9 y 13. La preferencia para el ajuste de frecuencia de la salida oscilante para el control de fase de la relación de fase de las señales de salida de IF de los mezcladores 8 y 12, se debe a que el control de frecuencia para el ajuste de fase tiene un mayor margen de control del que puede conseguirse controlando la fase a través de medios de un cambiador de fase. El control de frecuencia para el ajuste de fase para conseguir una fijación de fase entre las dos señales de IF es una disposición de funcionamiento continuo y puede compensar muchas revoluciones de variación de fase de radio frecuencia (RF) entre las señales que están siendo controladas en fase.

La anterior descripción ha tratado del control de fase y de los amplificadores de IF de control de ganancia igual 15 y 16 para proporcionar la relación de fase predeterminada deseada entre las señales de IF acopladas a los canales 1 y 2 para permitir la combinación en fase en el combinador 14 y para mantener constante la amplitud de la salida de la señal de IF común, del combinador 14. Además de estas disposiciones empleadas en la disposición combinadora de igual ganancia usual, el presente invento incluye

377111



12.

305 el circuito silenciador 46 acoplado al terminal común de
AGC en la salida del amplificador 22 y a las salidas de los
amplificadores 15 y 16.

310 El circuito silenciador 46 está también acoplado
para controlar la conducción de los diodos del silenciador
3 y 4. El circuito silenciador 46 normalmente polariza es-
tos diodos pero cuando la relación portadora relativa C_1/C_2
o C_2/C_1 es igual a, o excede de, 7,8 db, el adecuado de los
diodos 3 y 4 se polariza negativo a fin de presentar una
atenuación sustancial (30 db) a su señal asociada de IF pa-
315 ra en efecto suprimir esta señal de la entrada del combina-
dor 14. El circuito silenciador 6 proporciona también sa-
lidas para alarmas de nivel de la portadora de acuerdo con
la tabla de la fig. 4. El circuito 46 es único ya que hay
una itineración entre el funcionamiento del circuito silen-
ciador y la señal común de AGC del combinador de igual ga-
320 nancia para efectuar la operación silenciadora deseada a
fin de proporcionar una característica de funcionamiento
que se aproxima a la de un sistema diversity de combinación
de predetección y relación máxima.

325 La siguiente descripción indicará como la dispo-
sición descrita de combinador de igual ganancia con silen-
ciador del presente invento puede utilizarse en un sistema
diversity de espacio, de frecuencia, de tiempo o de ángulo.
La diferencia primordial entre estos sistemas diversity es
el tipo de señales presentes en los suministros 6 y 10.

330 Considérese primero un sistema diversity de espa-
cio. En este tipo de sistema, un par de antenas 29 y 30 es-
tán suficientemente separadas entre sí para proporcionar



377111

13.

335 una diferencia de recorrido efectiva desde una antena transmisora a estas antenas para una señal portadora con las mismas frecuencias proveyendo así características de desvanecimiento diferentes. En la ilustración de la fig. 2 para funcionamiento en un sistema diversity de espacio, $f_A = f_B$ y las antenas 29 y 30 están separadas en un número de longitudes de onda a la frecuencia de funcionamiento del sistema.

340 Las salidas de las antenas 29 y 30 están acopladas respectivamente a los amplificadores de RF 7 y 11 por los conmutadores 31 y 32 en la posición ilustrada. La salida del amplificador 7 está acoplada al mezclador 8 y la del amplificador 11 al mezclador 12 por medio de los conmutadores 33 y 34

345 que tienen la posición ilustrada. Como ya se ha indicado, para el funcionamiento del circuito de este invento debe cumplirse la relación de la ecuación (1). Por lo tanto, como $f_A = f_B$, entonces $f_{LO_A} = f_{LO_B}$. Cumplida esta relación, el circuito de control de fase y el combinador de este invento funcionarán como se ha descrito.

350

Considérese ahora un sistema diversity de frecuencia. En este tipo de sistema diversity se requiere que las frecuencias recibidas, f_A y f_B estén espaciadas suficientemente para que no se relacionen, esto es, para que tengan

355 características de desvanecimiento diferentes. No se requiere la utilización de dos antenas tal como 29 y 30, o que estas antenas estén separadas. Las señales f_A y f_B se acoplarán desde la antena 29, a través del conmutador 31, en la posición ilustrada, al amplificador 7 sintonizado para sólo responder a señales f_A . Del mismo modo, las señales f_A y f_B se acoplan desde la antena 30 a través del con-

360

377111



14.

mutador 32, en la posición mostrada, al amplificador 11 sintonizado para responder sólo a las señales f_B . Alternativamente, las señales f_A y f_B pueden ser recibidas por la antena única 35 y acopladas a los amplificadores 7 y 11 a través de los conmutadores 31 y 32 cuando se colocan conectados a los contactos 36 y 37 respectivamente.

Independientemente de la disposición utilizada para recibir las señales f_A y f_B , la salida del amplificador 7 es una versión amplificada de la señal f_A y la del amplificador 11 lo es de la señal f_B . Las salidas de los amplificadores 7 y 11 se acoplan directamente a sus mezcladores asociados 8 y 12. Como antes, ha de cumplirse la relación de la ecuación 1. Esto quiere decir, que la frecuencia de las señales oscilantes f_{LO_A} y f_{LO_B} deben ser ajustadas con relación a sus frecuencias portadoras asociadas, f_A y f_B , para producir señales de IF de la misma frecuencia que las salidas de los mezcladores 8 y 12. Se desea además, pero no está necesariamente limitado a ello, que ambas salidas oscilantes de los suministros 9 y 13 tengan ambas una frecuencia superior o inferior a las señales f_A y f_B , de modo que la modulación de la señal de frecuencia intermedia resultante, f_{if} , sea en la misma dirección. Con un ajuste adecuado de las salidas oscilantes de los suministros 9 y 13, las señales de salida de IF de los mezcladores 8 y 12 tendrán la misma frecuencia y accionarán para mantener la relación de fase deseada entre sí para combinación por el combinador de este invento tal como aquí se describe.

El tercer sistema diversity que se ha de considerar es uno de tiempo. En un sistema diversity de tiempo,



377111

15.

395 las señales diversity se hacen no correlacionadas espacián-
dolas en tiempo entre sí. La forma de mantener las señales
espaciadas en el tiempo en canales de comunicación separa-
dos puede proveerse utilizando señales portadoras con fre-
cuencias poco separadas no siendo la separación de frecuen-
cia suficiente para proporcionar la ventaja diversity, o
por técnicas de polarización cruzada. En estos sistemas
que utilizan técnicas de polarización cruzada, las frecuen-
cias f_B y f_A serían iguales, mientras que en los sistemas
400 diversity de tiempo que utilizan espaciación de frecuencia
para establecer un circuito de comunicación, las señales de
frecuencia f_A y f_B tendrían valores diferentes. Independien-
dientemente de como se mantienen las señales diversity en
tiempo en sus circuitos de comunicación, las señales presen-
405 tes en las antenas 29 y 30 incluirán una señal f_B y una se-
ñal $(f_A)_T$ utilizándose el último símbolo para indicar que
la señal de modulación f_A está demorada en el tiempo T con
respecto a la modulación de las señales f_B . Ha de quedar
entendido que ambas señales podrían, sin embargo, demorarse
410 en tiempo, siendo el factor importante el desplazamiento en
tiempo relativo. Las señales recibidas por las antenas 29
y 30 se acoplan al canal de señal apropiado para así permi-
tir que las señales se coloquen en coincidencia de tiempo
en el sistema receptor. Si las señales diversity en tiempo
415 se separan a base de frecuencia, la parte receptora del
sistema receptor funcionaría como se ha ya descrito con
respecto al sistema diversity de frecuencia y si las seña-
les diversity en tiempo se separan por cros polarización,
una de las antenas 29 y 30 sería una antena polarizada ver-

377111



16.

420 ticalmente que responde a $(f_A)_T$ que está polarizada verti-
calmente mientras que la otra antena de las antenas 29 y 30
estaría polarizada horizontalmente y responderá a la señal
 f_B polarizada horizontalmente. Una vez que las señales
diversity en tiempo se aplican al canal de señal apropiado
425 del sistema receptor, ya sea por separación de frecuencia o
cros polarización, se colocan en coincidencia de tiempo pro-
veyendo en uno de los canales de señal medios de demora de
tiempo 38 colocados en relación de funcionamiento con la sa-
lida del amplificador 11 colocando los conmutadores 33 y 34
430 en relación conductora con los contactos 39 y 40. De esta
forma, la señal de RF acoplada a los mezcladores 8 y 12 es-
tán en coincidencia de tiempo para accionar sobre los mismos
por las señales oscilantes de los suministros 9 y 13 para
proporcionar señales de IF en cada uno de los canales de se-
435 ñal 1 y 2 que tienen la misma frecuencia. Cuando las seña-
les diversity en tiempo se separan por técnicas de cros pola-
rización las señales oscilantes f_{LO_A} y f_{LO_B} serán iguales
pues las señales f_A y f_B son iguales. Por otra parte, si
se utiliza la técnica de la frecuencia para la separación de
440 las señales, será necesario ajustar las señales oscilantes
 f_{LO_A} y f_{LO_B} con relación a f_A y f_B para proporcionar señales
de IF en la salida de los mezcladores 8 y 12 que tienen la
misma frecuencia. Una vez que se ha establecido la igual-
dad de frecuencia de las señales de IF y la salida de los
445 mezcladores 8 y 12, el bucle de control de fase y combinador
de este invento funciona como se describe.

El cuarto sistema diversity que hay que considerar es el angular en el cual una antena 41 que puede incluir una

377111



17.

450 superficie reflectora parabólica 42 y varios cuernos 43 pro-
porciona varios haces estrechos de radiación que intersec-
tan sus parejas desde un dispositivo de antena transmisora
similar. Cada uno de los haces transmite una señal portado-
ra que tiene la misma modulación, haciéndose que las señales
455 en los haces no se correlacionen por medio del desplazamien-
to angular entre los haces de la radiación. El confinamien-
to de una señal a un circuito de comunicación determinado
según está representado por el emparejamiento del haz de ra-
diación de la antena transmisora y receptora puede incremen-
tarse empleando diferentes frecuencias portadoras, aunque
460 esto no es indispensable para producir señales no correla-
cionadas. Cada cuerno receptor 43 está asociado con su pro-
pio canal de señal por una conexión directa entre los cuer-
nos receptores 43 y el canal de señal provisto por los con-
mutadores 31 y 32 cuando hacen contacto con 44 y 45 respec-
465 tivamente. La salida de los amplificadores 7 y 11 se aco-
pla a los mezcladores 8 y 12 que en cooperación con las se-
ñales oscilantes de los suministros 9 y 13 produce una se-
ñal de IF en la salida de cada mezclador 8 y 12 de idéntica
frecuencia. Una vez que se ha establecido la igualdad de
470 frecuencia de las señales de IF, el bucle de control de fase
y combinador funcionarán como se ha descrito.

La anterior descripción ha sido dirigida sobre la
utilización de la disposición combinadora del invento en re-
lación con diferentes tipos de señales diversity así como la
475 forma de combinar las señales de IF de igual frecuencia, el
control de fase de estas señales de IF con relación mutua pa-
ra combinación en fase en el combinador 14, provisión de AGC

377111



18.

480 común para los amplificadores 15 y 16 para asegurar una salida de amplitud constante del combinador 14 y silenciar la más débil de las dos señales de IF cuando la relación portadora relativa es igual a, o mayor de, 7,8 db.

En la fig. 3 se ilustra esquemáticamente, parcialmente en bloque, el circuito silenciador 46 de la fig. 2. El detector de pico positivo 47 acoplado a la entrada del canal 1 del amplificador 15 y el detector de pico negativo 48 acoplado a la entrada del canal 2 a la salida del amplificador 16 en cooperación con el potenciómetro 49 cooperan para producir un potencial proporcional a la relación portadora relativa C_1/C_2 . El detector de pico negativo 50 acoplado a la entrada del canal 1 provista por la salida del amplificador 15 y el detector de pico positivo 51 acoplado a la entrada del canal 2 provista por la salida del amplificador 16 junto con el potenciómetro 51a proporciona un potencial proporcional a la relación portadora negativa C_2/C_1 . El divisor de potencial provisto por la resistencia 52 y potenciómetro 53 proporcionan un potencial V_1 para polarización negativa del diodo 54 con el amplificador 55 acoplado entre el potenciómetro 49 y el diodo 54. La ganancia del amplificador 55 se ajusta por medio del potenciómetro 56 para que sea suficiente para superar un valor determinado de 7,8 db de la relación portadora relativa C_1/C_2 superándose la polarización V_1 y polarizando positivo el diodo 54. El divisor de potencial que incluye las resistencias 57 y 58 proporciona un potencial V_2 para polarización negativa del diodo 59 con el amplificador 60 con su ganancia ajustada por el potenciómetro 61 de modo que al valor predeterminado de

377111



19.

7,8 db de relación de portadora relativa C_2/C_1 el potencial V2 se supera de modo que el diodo 59 se polariza positivo. Los potenciales V1 y V2 se acoplan a un comparador de c.c. 510 61 que incluye los transistores 62 y 63 en la disposición de circuito ilustrada. Los transistores 62 y 63 bajo la influencia de V1 y V2 ajustados por el potenciómetro 53, conducen y proporcionan potenciales sustancialmente iguales VC1 y VC2 que polarizan positivo los diodos 3 y 4 y una corriente I1 igual a la corriente I2 de aproximadamente 1,8 515 ma.

El transistor 64 está acoplado a la salida de control automático de ganancia común del amplificador 22 (fig. 2) con su colector acoplado al divisor de potencial formado por las resistencias 65 y 66. El objeto del diodo 67 y resistencia 68 es compensar las variaciones de temperatura de la unión base-emisor del transistor 64. 520

La acción silenciadora, supresora de ruidos, se consigue como se explica a continuación. Comenzando con entradas iguales de IF en A y B, los detectores 47-51a proporcionan salidas de c.c. E1 y E2 del mismo valor. Con los amplificadores 55 y 60 con ganancia de funcionamiento normal, se ajustan los potenciómetros 49 y 51a para proporcionar potencial 0 de c.c. en V6 y V7. Los potenciales V1 y V2 se 525 ajustan de modo que los diodos del silenciador 3 y 4 están idénticamente polarizados positivos por la conducción en los transistores 62 y 63 con, como se ha mencionado, aproximadamente 1,8 ma. para las corrientes I1 e I2. El potencial V3 se deriva del potencial AGC común en la salida del amplificador 22 (fig. 2) y normalmente hace que el transistor 64 530 535 .

377111



20.

proporcione a la resistencia 65 un circuito de baja impedancia a tierra. Los potenciales V_4 y V_5 producidos en los colectores de los transistores 62 y 63 son tales que producen una condición normal en las salidas H e I de los amplificadores 69 y 70. Esto corresponde al paso lógico 1 de la fig. 4.

Una reducción en V_3 tal como la producida por una disminución en el nivel de señal de IF ($C_1 + C_2$) hace que el transistor 64 se corte. La impedancia de emisor total del comparador 61, por lo tanto, aumenta desde el valor de la resistencia 65 al valor de la resistencia 65 más el valor de la resistencia 66. El resultado es una reducción en la corriente de los transistores 62 y 63 del comparador 61 y un aumento en los potenciales V_{C1} y V_{C2} que hace que aumente V_4 y V_5 , lo cual produce una condición de alarma en las salidas H e I. Los diodos 3 y 4 permanecen polarizados positivos con una corriente positiva reducida de 0,4 ma. y sin silenciar, lo que cumple el requisito del paso lógico No 4 de la fig. 4.

Un aumento en la entrada del nivel portador del canal 1 hace que aumente el potencial de IF en A y disminuya en B debido al AGC común. Esto hace positivo V_6 y negativo V_7 . Cuando el nivel portador relativo es 7,8 db, V_6 excede la polarización V_1 produciendo un desequilibrio en el comparador de c.c. 61 aumentando la corriente en el transistor 62 produciendo un aumento en el potencial emisor del transistor 62 que hace que disminuya la corriente del transistor 63 pues V_7 es menor que V_2 , produciendo un aumento en el potencial V_{C2} . Así, la corriente I_1 aumenta a aproxi-

377111



21.

565 madamente 3 ma. y el diodo 4 se polariza negativo por el
aumento del potencial VC2 en aproximadamente 3,5 V. c.c.
Por lo tanto, el diodo 3 conduce más reduciendo así muy li-
geramente su pérdida de inserción de IF. Sin embargo, el
diodo 4 en virtud de su polarización negativa aumenta su
570 pérdida de inserción en aproximadamente 30 db. Así, la dé-
bil señal de IF en el canal 2 queda silenciada por la fuer-
te señal en el canal 1. El desequilibrio del comparador de
c.c. hace que aumente el potencial V5 debido al aumento del
potencial VC2 y que disminuya V4 debido a la disminución
575 del potencial VC1 lo que resulta en una condición normal en
la salida H y una condición de alarma en la salida I. Como
el circuito silenciador es simétrico, un aumento en el ni-
vel de señal del canal 2 hará que la señal en el canal 1
sea silenciada en forma idéntica a la antes mencionada para
580 el canal 2. Este concepto de la señal más fuerte silencian-
do a la más débil es importante en el sistema de combinación
de silenciación. Así, los requisitos de los pasos lógicos
3 y 4 de la fig. 4, se cumplen.

El concepto de un sistema AGC común en un recep-
585 tor diversity con combinación de predetección y silencia-
ción de IF es una característica importante de este invento.
Es el catalizador lo que hace que el circuito silenciador
dispare rápidamente un canal de IF desde el estado no silen-
ciado al silenciado y vice-versa. Su función en el funcio-
590 namiento del sistema silenciador puede ilustrarse como si-
gue, cuando se consideran las figs. 3 y 5. Las ecuaciones
siguientes 2, 3 y 4 se utilizan para describir el funciona-
miento del sistema silenciador.

377111



22.

595

$$C_c = S_1 C_1 + S_2 C_2 \quad (2)$$
$$E_1 = K (C_1 - C_2) \quad (3)$$
$$E_2 = K (C_2 - C_1) \quad (4)$$

600 S_1 y S_2 son operadores lógicos y son "1" si el canal no está silenciado y "0" si lo está. C_c es la salida combinada, mantenida constante por el sistema de AGC común. C_c es la suma algebraica de las señales de IF en los canales individuales en la salida del combinador 14 (fig. 2). E_1 y E_2 representan la diferencia de potencial de c.c. entre las señales de IF detectadas en los canales 1 y 2.

605 La tabla de la fig. 5 es una representación numérica del ciclo silenciador. Para fines de ilustración, se supone que la constante del detector K es la unidad de modo que los potenciales de c.c. E_1 y E_2 son las diferencias algebraicas entre C_2 y C_1 . El paso lógico 1 ilustra niveles portadores de IF iguales tales que V_6 es menor que V_1 y V_7 menor que V_2 dejando el comparador 61 en su condición equilibrada y los diodos 3 y 4 en su condición no silenciada lo que resulta en condiciones normales en las salidas H e I.

610 El paso lógico Nº 2 ilustra que la portadora de IF del canal 2 se reduce en 7,8 db ($C_1/C_2 = 7,8$ db). Este paso muestra el nivel de potencial justamente antes de silenciar el diodo 4 del canal 2. En este paso V_7 sigue menor que V_2 , pero V_6 excede de V_1 lo suficiente para establecer la condición desequilibrada en el comparador 61. En el paso lógico 3, visto después de silenciar el canal 2, sólo contribuye a

615 la salida el canal 1, por lo tanto C_1 aumenta de 0,71 voltios a 1,0 voltios. El nivel del canal 2 aumenta también debido a la acción de AGC común. Sin embargo, el potencial

620

377111



23.

de diferencia E_1 aumenta de 0,42 V. a 0,59 V. y se impulsa el canal 2 más hacia silenciación a causa del AGC común.

625 A fin de sacar el canal 2 de silencio debe aumentarse su nivel portador. En el paso lógico N^o 4, el nivel portador del canal 2 se aumente hasta un punto justo antes de supresión de silenciador de modo que $E_1 = 0,42$ V. que es la misma diferencia de potencial que en el paso lógico 2. El aumento en el nivel portador del canal 2 es $0,58/0,41 = 3$ db. En otras palabras, 3 db de histéresis (definida como la diferencia en disminución de portadora entre silenciación y no silenciación) puede suponerse. En el paso lógico N^o 5, justo después de no silenciar el canal 2, la relación portadora relativa C_1/C_2 se mantiene a 4,8 db, igual que en el paso N^o 4. En el paso lógico N^o 6 las señales portadoras vuelven a niveles portadores de IF iguales.

635 El anterior proceso como se muestra en la fig. 5 es similar para una disminución de la señal en el canal 1 con resultados idénticos. La supuesta histéresis de 3 db no se consigue en la práctica. Los valores medidos de histéresis son de 0,2 db a 1,5 db según el valor de realimentación de AGC, modificación de la eficacia del detector y ligera disminución en atenuación del diodo en el canal no silenciado debido a aumento en la corriente positiva a través del diodo silenciador.

640 Los efectos de variación de temperatura en el funcionamiento del silenciador son mínimos. El examen de la fig. 3 muestra un sistema simétrico, con una excepción, de modo que se cancelan los cambios relativos debidos a la temperatura. Los amplificadores 55 y 60 son de funcionamiento

377111



24.

estable con alta realimentación. Los potenciales de corriente continua críticos a través del circuito se han mantenido altos para reducir al mínimo los efectos de las variaciones de los diodos y transistores. La sola excepción en el circuito es el amplificador que incluye el transistor 64 que requiere compensación de diodo para variaciones de temperatura del potencial de unión de base a emisor del transistor 64. Esta compensación de temperatura es proporcionada por el diodo 67 y resistencia 68 acoplados entre tierra y B.

Si bien se han descrito los principios del invento con relación a aparatos concretos, ha de quedar claramente entendido que la misma se hace sólo a modo de ejemplo y no como limitación de su alcance tal como se expone en los fines del mismo y en las adjuntas reivindicaciones.

Este invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Estados Unidos el 4 de Marzo de 1969 señalada con el Núm. 804.175 y se acoge, por lo tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

- - - - - 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:

675

1. Un sistema receptor diversity, de igual ganancia, con supresor de ruidos, del tipo de combinación de predetección, que comprende: un par de suministros de señales, teniendo las señales de cada uno de dichos suministros relación al azar de fase con respecto mutuo; primeros me-



377111

25.

680 dios acoplados a dichos suministros para proporcionar seña-
les primera y segunda de frecuencia intermedia que cada una
tiene la misma frecuencia; primeros medios de control de
ganancia acoplados a dichos primeros medios que responden
a dicha primera señal de frecuencia intermedia; segundos me
685 dios de control de ganancia acoplados a dichos primeros me-
dios que responden a dicha segunda señal de frecuencia in-
termedia; primeros medios de atenuación variable acoplados
a dichos primeros medios de control; segundos medios de ate-
nuación variable acoplados a dichos segundos medios de con-
690 trol; segundos medios acoplados a dichos primeros y segun-
dos medios de atenuación para combinar dichas señales prime-
ra y segunda de frecuencia intermedia; terceros medios aco-
plados a la salida de dichos segundos medios, a la salida
de dichos primero y segundo medios de control y a dichos
695 primeros medios, para variar la relación de fase de dichas
señales primera y segunda de frecuencia intermedia para com-
binación en fase en dichos segundos medios; cuartos medios
acoplados a la salida de dichos segundos medios para produ-
cir una señal de control para acoplar a dichos primeros y
700 segundos medios de control para controlar la amplitud de
cada una de dichas señales primera y segunda de frecuencia
intermedia para producir una señal de amplitud constante en
la salida de dichos segundos medios; y quintos medios aco-
plados a la salida de dichos cuartos medios, a la salida de
705 dichos primeros y segundos medios de control y a dichos pri-
meros y segundos medios de atenuación para controlar dichos
primeros y segundos medios de atenuación para silenciar la
más débil de dichas primera y segunda señales de frecuencia



377111

26.

710 intermedia cuando la relación portadora relativa de las mismas es igual a, o. excede de, un valor predeterminado y para permitir la combinación de dichas señales primera y segunda de frecuencia intermedia cuando la relación portadora es inferior a dicho valor predeterminado.

715 2. Un sistema según el punto 1 en el que dichos primeros y segundos medios de control incluyen cada uno un amplificador de frecuencia intermedia con medios de control de ganancia automático y además incluye un conductor que interconecta cada uno de dichos amplificadores para compensar variaciones en el mismo.

720 3. Un sistema según el punto 1 en el que dichos primeros y segundos medios de atenuación incluyen cada uno un diodo.

725 4. Un sistema según el punto 1 en el que dichos terceros medios incluyen un primer comparador de fase acoplado a la salida de dichos segundos medios y de dichos primeros medios de control, y un segundo comparador de fase acoplado a la salida de dichos segundos medios y a la salida de dichos segundos medios de control, estando las salidas de dichos primer y segundo comparadores de fase acopladas a dichos primeros medios.

730 5. Un sistema según el punto 1 en el que dichos primeros medios incluyen: un primer mezclador acoplado a uno de dichos suministros; primeros medios de oscilador de frecuencia variable acoplados a dicho primer mezclador; un segundo mezclador acoplado al otro de dichos suministros; y segundos medios de oscilador de frecuencia variable acoplados a dicho segundo mezclador, estando dichos primeros y se-

735



377111

27.

740

gundos medios de oscilador controlados por dichos terceros medios para variar la relación de fase de dichas primera y segundas señales de frecuencia intermedia para combinación en fase en dichos segundos medios.

745

6. Un sistema según el punto 1 en el que dichos quintos medios incluyen: sextos medios acoplados a dichos primeros y segundos medios de control para producir un primer potencial igual a la suma algebraica de dichas primera y segunda señal de frecuencia intermedia y un segundo potencial igual a la suma algebraica de dichas segunda y primera señal de frecuencia intermedia; y séptimos medios acoplados a dichos sextos medios, dichos cuartos medios y dichos primeros y segundos medios de atenuación para controlar dichos primeros y segundos medios de atenuación para que sustancialmente no tengan atenuación cuando ambos de dichos potenciales primero y segundo son menores de dicho valor predeterminado y para controlar uno de dichos medios de atenuación primero y segundo para que tenga una atenuación sustancial cuando uno de dichos potenciales primero y segundo es igual a, o excede de, dicho valor predeterminado.

750

755

760

765

7. Un sistema según el punto 6 que además incluye: octavos medios acoplados a dichos séptimos medios para indicar; una condición normal para ambas de dichas primera y segunda señales de frecuencia intermedia cuando ambos de dichos potenciales primero y segundo son inferiores a dicho valor predeterminado; una condición normal para una de dichas señales primera y segunda de frecuencia intermedia y una condición de alarma para la otra de dichas señales primera y segunda de frecuencia intermedia cuando una de dichas



377111

28.

770 señales primera y segunda es igual a, o excede de dicho valor predeterminado, y una condición de alarma para ambas de dichas primera y segunda señales de frecuencia intermedia cuando ambos de dichos potenciales primero y segundo son iguales a, o exceden de dicho valor predeterminado.

775 8. Un sistema según el punto 6 en el que: dichos primeros medios de atenuación incluyen un primer diodo, acoplado a dichos primeros medios de control; dichos segundos medios de atenuación incluyen un segundo diodo acoplado a dichos segundos medios de control; dichos séptimos medios incluyen medios comparadores que tienen una primera entrada, una segunda entrada, una tercera entrada, una primera salida y una segunda salida, estando dicha tercera entrada acoplada a dichos cuartos medios, estando dicha primera salida acoplada a dicho primer diodo para polarizar positivo dicho primer diodo y estando dicha segunda salida acoplada a dicho segundo diodo para normalmente polarizar positivo dicho segundo diodo; un tercer diodo; un cuarto diodo; un primer divisor de potencial para proporcionar un potencial dado acoplado entre dicha primera entrada y dicho tercer diodo para normalmente polarizar negativo dicho tercer diodo por dicho potencial dado, y un segundo divisor de potencial para proporcionar dicho potencial dado acoplado entre dicha segunda entrada y dicho cuarto diodo para normalmente polarizar negativo dicho cuarto diodo por dicho potencial dado; y dichos sextos medios incluyen: un primer detector de pico positivo acoplado a dichos primeros medios de control; un primer detector de pico negativo acoplado a dichos segundos medios de control; un primer combinador acoplado a dicho

780

785

790

795

377111



29.

800 primer detector de pico positivo y a dicho primer detector de pico negativo; un primer amplificador acoplado entre dicho primer combinador y dicho tercer diodo para producir dicho primer potencial, teniendo dicho primer amplificador suficiente ganancia para proporcionar una amplitud para dicho primer potencial de modo que a dicho valor predeterminado se supera dicho potencial dado, dicho tercer diodo se polariza positivo y dicho comparador produce en su segunda salida suficiente potencial para polarizar negativo dicho segundo diodo; un segundo detector de pico positivo acoplado a dichos segundos medios de control; un segundo detector de pico negativo acoplado a dichos primeros medios de control; un segundo combinador acoplado a dicho segundo detector de pico positivo y o dicho segundo detector de pico negativo

805

810 y un segundo amplificador acoplado entre dicho segundo combinador y dicho cuarto diodo para producir dicho segundo potencial, teniendo dicho segundo amplificador suficiente ganancia para proporcionar una amplitud para dicho segundo potencial de modo que a dicho valor predeterminado se supera dicho potencial dado, dicho cuarto diodo se polariza positivo y dicho comparador produce en su primera salida potencial suficiente para polarizar negativo dicho primer diodo.

815

9. Un sistema según el punto 1 en el que dichos primeros medios incluyen; un primer mezclador acoplado a uno de dichos suministros; primeros medios de oscilador de frecuencia variable acoplados a dicho primer mezclador; un segundo mezclador, acoplado al otro de dichos suministros y segundos medios de oscilador de frecuencia variable acoplados a dicho segundo mezclador, incluyendo dichos primeros medios

820

377111



30.

- 825 de control: un primer amplificador de frecuencia intermedia con medios de control automático de ganancia acoplado a dicho primer mezclador y a dichos cuartos medios; incluyendo dichos segundos medios de control un segundo amplificador de frecuencia intermedia con medios de control automático
- 830 de ganancia acoplado a dicho segundo mezclador y a dichos cuartos medios; incluyendo dichos primeros medios de atenuación un primer diodo acoplado a dicho primer amplificador de frecuencia intermedia; incluyendo dichos segundos medios de atenuación un segundo diodo acoplado a dicho segundo amplificador de frecuencia intermedia; incluyendo dichos terceros medios un primer comparador de fase acoplado a la salida de dichos segundos medios, a la salida de dicho primer amplificador de frecuencia intermedia y a dichos primeros medios de oscilador y un segundo comparador de fase acoplado a la salida de dichos segundos medios, a la salida de dicho segundo amplificador de frecuencia intermedia y a dichos segundos medios de oscilador; y dichos quintos medios incluyen sextos medios acoplados a dichos primeros y segundos amplificadores de frecuencia intermedia para producir un primer potencial igual a la suma algebraica de dichas primera y segunda señales de frecuencia intermedia y un segundo potencial igual a la suma algebraica de dichas primera y segunda señales de frecuencia intermedia y séptimos medios acoplados a dichos sextos medios, a dichos cuartos medios y a dichos
- 845 primero y segundo diodos para controlar dichos primero y segundo diodos para que sustancialmente no se tenga atenuación cuando ambos de dichos potenciales primero y segundo son inferiores a dicho valor predeterminado y para controlar uno
- 850



377111

31.

855

de dichos diodos primero y segundo para tener una atenuación sustancial cuando uno de dichos potenciales primero y segundo es igual a, o excede de, dicho valor predeterminado y que además incluye un conductor que interconecta dichos amplificadores primero y segundo de frecuencia intermedia para compensar las variaciones en los mismos.

860

10. Un sistema según el punto 9 en el que dichos séptimos medios incluyen: medios comparadores que tienen una primera entrada, una segunda entrada, una tercera entrada, una primera salida y una segunda salida, estando dicha tercera entrada acoplada a dichos cuartos medios, estando

865

dicha primera salida acoplada a dicho primer diodo para normalmente polarizarlo positivo, estando dicha segunda salida acoplada a dicho segundo diodo para normalmente polarizarlo positivo, un tercer diodo, un cuarto diodo, un primer divisor de potencial para proporcionar un primer potencial acoplado entre dicha primera entrada y dicho tercer diodo

870

para normalmente polarizar negativo dicho tercer diodo por dicho potencial dado y un segundo divisor de potencial para proporcionar dicho potencial dado acoplado entre dicha segunda entrada y dicho cuarto diodo para normalmente polarizar

875

negativo dicho cuarto diodo por dicho potencial, y dichos sextos medios incluyen un primer detector de pico positivo acoplado a dicho primer amplificador de frecuencia intermedia; un primer detector de pico negativo acoplado a

880

dicho segundo amplificador de frecuencia intermedia, un primer combinador acoplado a dicho primer detector de pico positivo y a dicho primer detector de pico negativo, un primer amplificador acoplado entre dicho primer combinador y



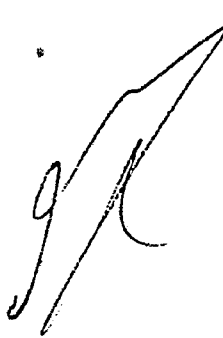
377111

32.

885 dicho tercer diodo para producir dicho primer potencial,
teniendo dicho primer amplificador suficiente ganancia para
proporcionar una amplitud a dicho primer potencial de modo
que a dicho valor predeterminado se supera dicho potencial
dado, dicho primer diodo se polariza positivo y dicho com-
parador produce en su segunda salida suficiente potencial
para polarizar negativo dicho segundo diodo, un segundo de-
890 tector de pico positivo acoplado a dicho segundo amplifica-
dor de frecuencia intermedia, un segundo detector de pico
negativo acoplado a dicho primer amplificador de frecuencia
intermedia, un segundo combinador acoplado a dicho segundo
detector de pico positivo y a dicho segundo detector de pi-
895 co negativo y un segundo amplificador acoplado entre dicho
segundo combinador y dicho cuarto diodo para producir dicho
segundo potencial, teniendo dicho segundo amplificador su-
ficiente ganancia para proporcionar una amplitud para dicho
segundo potencial de modo que a dicho valor predeterminado
900 se supera dicho potencial, dicho cuarto diodo se polariza
positivo y dicho comparador produce en su primera salida su-
ficiente potencial para polarizar negativo dicho primer dio-
do.

905 11. Sistema receptor diversity, de igual ganancia
con supresor de ruidos.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que ante-
cede, representado en los dibujos que se acompañan y a los
fines especificados.



377111



33.

Esta Memoria consta de treinta y tres hojas escri-
910 tas por una sola cara.

Madrid, 3 MAR. 1970

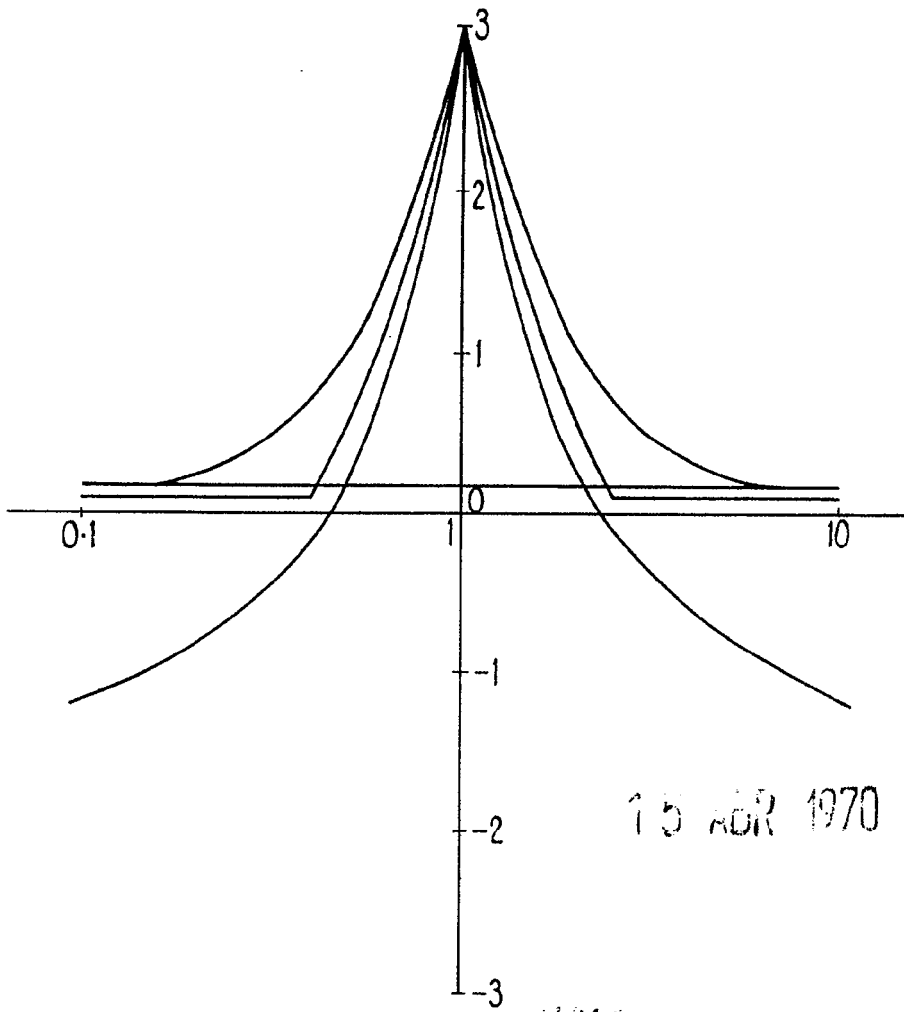
EUGENIO BARROSO
Secretario General





377111

FIG.1



15 ABR 1970



EUGENIO BARROSO
Secretario General

377111

377111

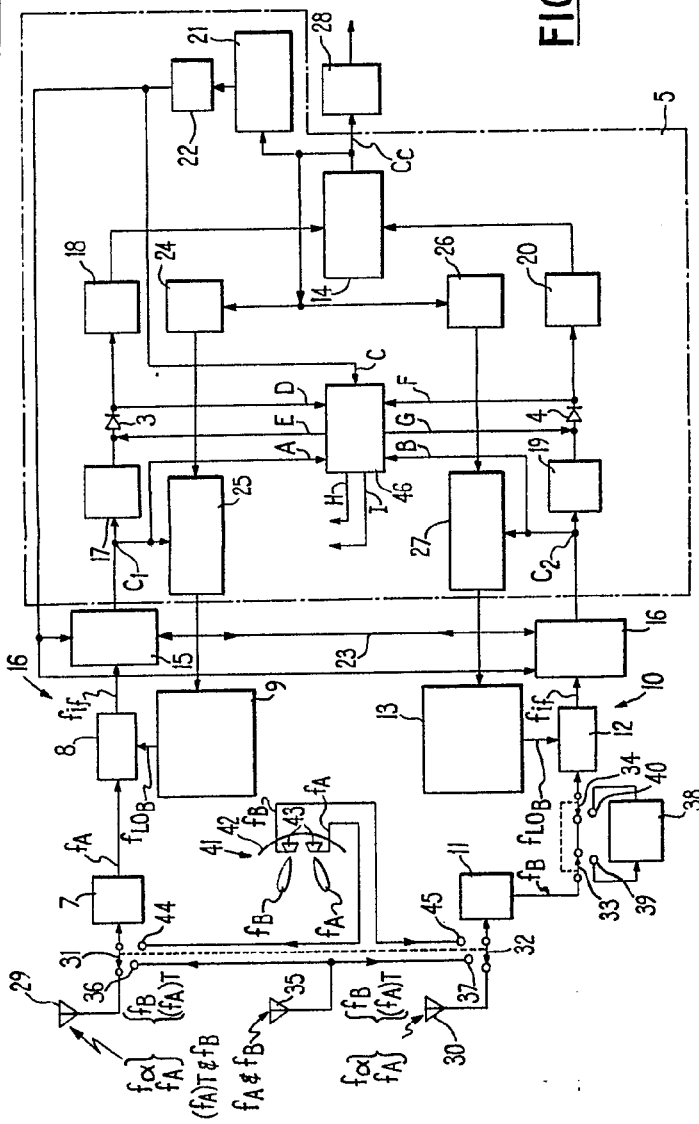


FIG. 2

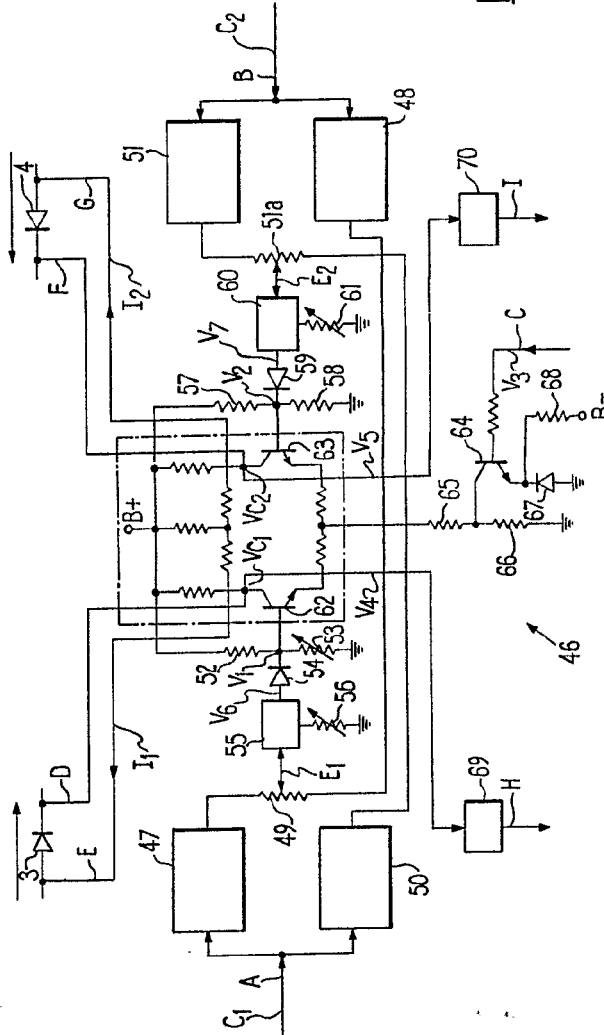


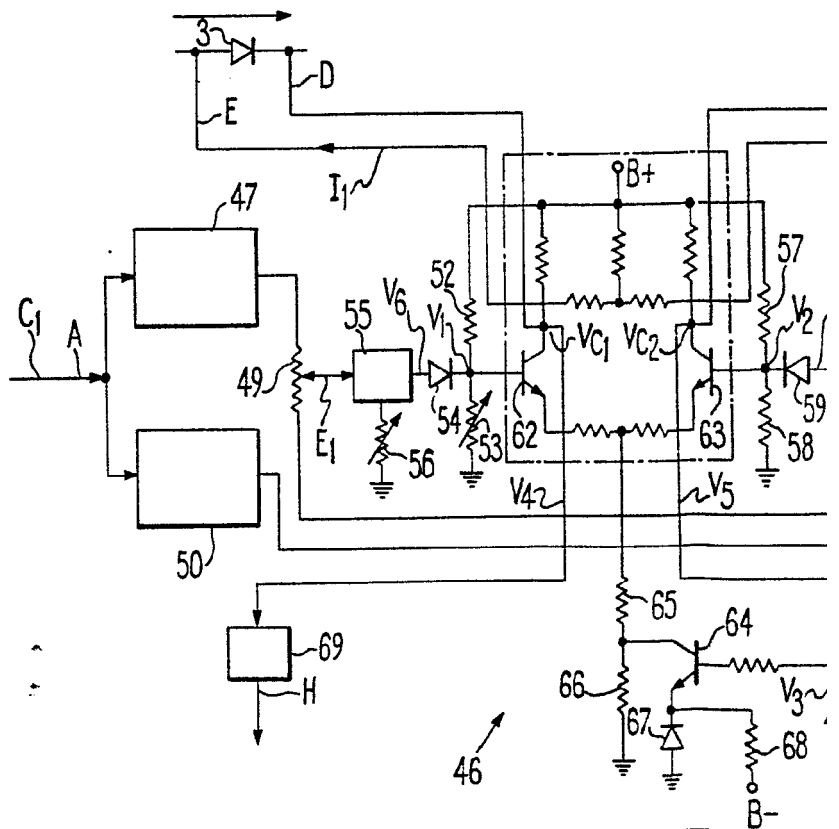
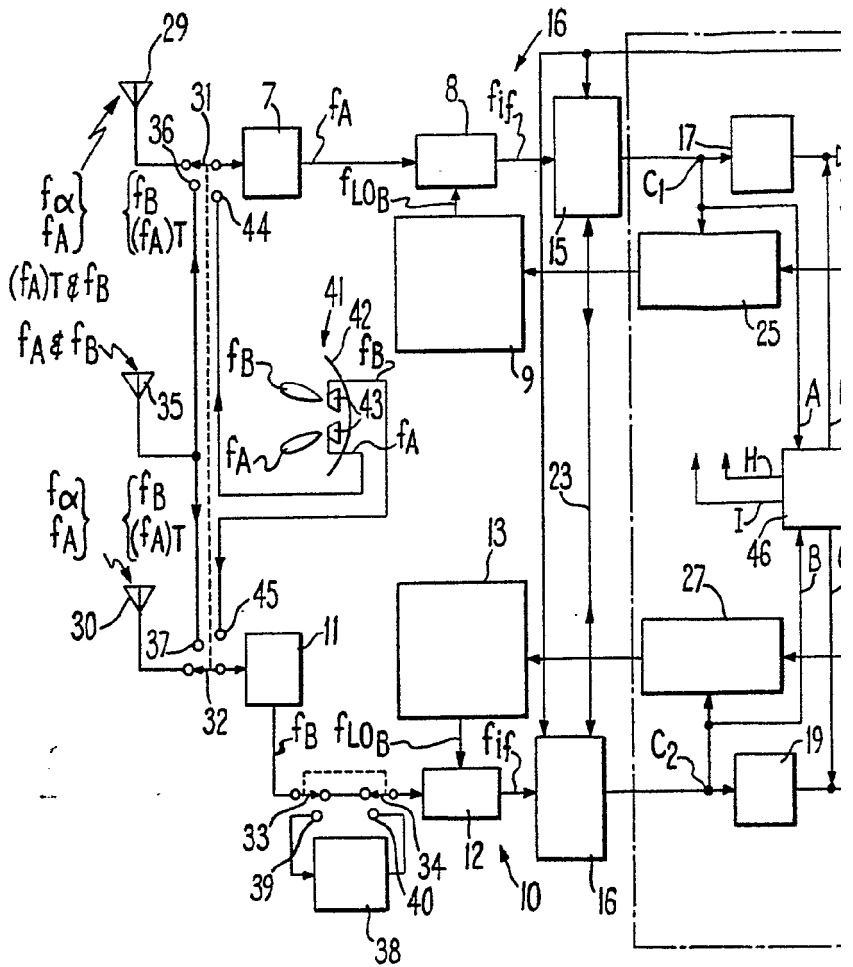
FIG. 3

15 NOV 1970



STANDARD ELECTRONICS, S.A.

377111





377111

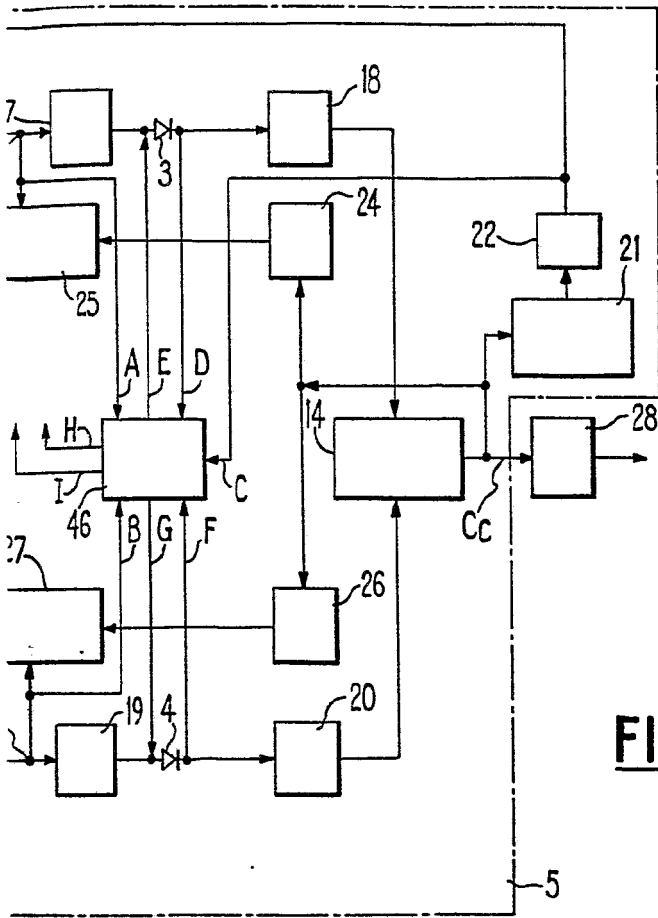


FIG. 2

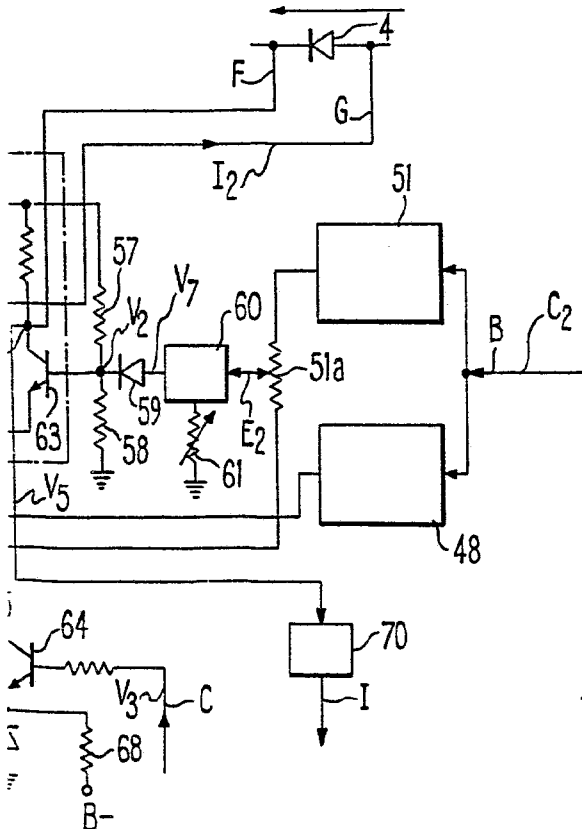


FIG. 3

13 ABR. 1970



Electrico S. A. de C. V.
Secretario General



377111

FIG.4

15 ABR. 1970

FIG.5



Eugenio Arroso
EUGENIO ARROSO
 Secretario General