

Patente nº 144.131



Memoria descriptiva que se acompaña a la Solicitud de patente de Invención por VEINTE años, a favor de K a r l H e i n r i c h M e i e r, Ingeniero, residente en Zürich (Suiza), por: "UN PROCEDIMIENTO CON SU DISPOSICION INHERENTE PARA REDUCIR LAS PERTURBACIONES EN LA RADIORRECEPCION", presentada en el Ministerio de Industria y Comercio.

Los fenómenos eléctricos en la atmósfera que se originan, por ejemplo, al combinarse, por chispa, campos eléctricos en el espacio, al llegar a los sistemas eléctricos receptores de alta frecuencia originan, en éstos, oscilaciones que se designan en general como perturbaciones de recepción. En los sistemas lineales, esto es, en aquellos cuyas capacidades eficaces, cuyas inductividades y resistencias son independientes de la magnitud de los campos en ellos actuantes y que durante la recepción de una onda de alta frecuencia no se alteran por ataques exteriores, estas combinaciones eléctricas de los campos provocan siempre fuertes oscilaciones propias. La formación de estas oscilaciones propias puede explicarse fácilmente en especial en un circuito de resonancia. En este circuito que contiene inductividad y capacidad, un golpe de tensión de actuación brusca y corta duración habrá de cargar la capacidad del circuito de resonancia. La descarga de esta capacidad se realiza en forma oscilante por la inductividad unida a ella, y precisamente durante un espacio de tiempo tan grande hasta que las pérdidas que se originan en el circuito hayan anulado la cantidad de electricidad acumulada. La actuación de la energía resulta especialmente sencilla con una resistencia pequeñísima. Entonces la transformación de la energía se reduce a una pendulación continuada de la misma entre el condensador y la bobina.



Acoplando estos circuitos de resonancia a tetrápolos, por ejemplo a filtros de banda, gracias al acoplamiento recíproco, estos circuitos actúan entre sí de tal manera que la corriente en uno de ellos excita una corriente en el otro. Con oscilaciones forzadas aplicadas al circuito secundario por el primario, por ejemplo a través de un generador de corriente alterna, reinan en los dos circuitos sólo las oscilaciones del circuito excitador pero sucesivamente pueden ajustarse dos frecuencias, las llamadas frecuencias de resonancia. Pero si el circuito excitador lleva oscilaciones libres amortiguadas, entonces en cada uno de los dos circuitos se forman dos oscilaciones con frecuencias diversas, las llamadas frecuencias de acoplamiento u oscilaciones de acoplamiento, las cuales al mismo tiempo se originan contiguas y coinciden con las frecuencias de resonancia.

Como, según lo expuesto, las frecuencias de acoplamiento producidas por oscilaciones libres y amortiguadas deben, para dejar de sonar, ser tanto más largas cuanto menores son las pérdidas de estos circuitos, o bien cuanto mayor es el poder de acumulación eléctrica de los mismos, esta posibilidad de perturbaciones del aparato receptor, debida al comportamiento de los circuitos sintonizadores, se deberá reducir tanto más cuanto menores se hagan los valores de las capacidades e inductividades de los circuitos de resonancia.

Como al decrecer la capacidad y la inductividad, decrece, también, el poder de acumulación eléctrica de estos circuitos de resonancia, según ello la posibilidad de perturbaciones atmosféricas de una instalación receptora habrá de crecer al crecer la longitud de onda, pues, por ello, deben también aumentar la capacidad e inductividad para mantener la resonancia adecuada a esta longitud de onda, pero esto, por otro lado, viene a ser lo mismo que una mayor duración en la extinción de las oscilaciones de acoplamiento originadas.

El procedimiento según el invento para reducir la posibilidad de perturbaciones atmosféricas consiste, por tanto, en que las fre-



cuencias de recepción se trasponen por superposición en frecuencias con las que los órganos de selectividad y resonancia necesarios para la emisión selectiva de las frecuencias traspuestas de recepción, por ejemplo los tetrápolos o conductores de cadena, se sintonizan a una frecuencia de resonancia, para la que tanto el poder de acumulación eléctrica es tan pequeño como el acoplamiento para las oscilaciones amortiguadas es tan flojo o suelto que, por ello, la relación de las oscilaciones amortiguadas a las no amortiguadas adquiere valores con los que puede considerarse como despreciable la porción de las oscilaciones amortiguadas, esto es, de las tensiones perturbadoras.

Según lo dicho, la disposición para llevar a la práctica el procedimiento presenta un circuito modulador, al que se subordina un generador local de alta frecuencia, conduciendo a este modulador todo el espectro de recepción recibido por la antena para ser traspuesto a una frecuencia más elevada, y subordinando al circuito anódico del grado del modulador los órganos sintonizadores para la emisión selectiva de una banda de frecuencia. Según el invento, los valores eléctricos de las inductividades y capacidades de estos órganos sintonizadores se calculan de modo que, por ello, el poder de acumulación eléctrica de estos circuitos, y también el acoplamiento para las oscilaciones amortiguadas, resulte tan pequeño que la capacidad perturbadora, originada por un fenómeno perturbador y que queda en el extremo del tetrápolo, no sea ya suficiente para mantener las oscilaciones de acoplamiento originadas por la actuación recíproca de los circuitos sintonizadores de estos tetrápolos, gracias al fenómeno perturbador.

Ya se conocen disposiciones receptoras con onda de recepción traspuesta, mediante superposición, a una frecuencia media constante, y, en general, se les designa como receptores superheterodino. En estos receptores conocidos, se trata de obtener un refuerzo estable de la alta frecuencia y también una precisión suficiente en la separación. El valor de esta frecuencia media se regula principalmente por



el hecho de que trabaje en una zona de longitudes de onda en la  
90 que no son posibles perturbaciones debidas a un emisor que trabaje  
en igual onda de frecuencia media.

En tanto que por la reducción del poder de acumulación eléc-  
trica de estos tetrápolos se reduce también la cantidad de energía  
necesaria para mantener las oscilaciones de acoplamiento, se mani-  
95 fiesta siempre con más intensidad el carácter diferencial de las  
oscilaciones amortiguadas y no amortiguadas al crecer la frecuencia  
de resonancia de estos tetrápolos. Esto se debe a que al crecer la  
frecuencia de resonancia se hace cada vez más flojo el acoplamiento  
entre los dos circuitos de resonancia del tetrápole para oscilacio-  
100 nes amortiguadas, quedando igual el ancho de la banda de paso para  
las oscilaciones no amortiguadas. Expliquemos más claramente esto  
con un ejemplo.

Consideremos un filtro de banda que se componga de dos cir-  
cuitos de oscilación formados por conexión en paralelo de bobina y  
105 condensador, y los cuales estén acoplados entre sí. La resistencia  
aparante de este circuito de resonancia pasa, en función de la fre-  
cuencia, por un máximo de resonancia para descender a ambos lados  
tanto más rápidamente cuanto menores son las pérdidas óhmicas en  
el circuito oscilante. Si un circuito de esta clase se conecta a  
110 una fuente de corriente con resistencia interior elevada, entonces  
la tensión originada en el circuito oscilante varía en función de  
la frecuencia, exactamente lo mismo que la misma resistencia aparen-  
te según la curva de resonancia. Como ancho absoluto  $b$  de la banda  
se designa, usualmente, la distancia de las dos frecuencias con las  
115 que la amplificación del máximo de resonancia  $V_0$  desciende a  $V_0/\sqrt{2}$ .  
Aquí se admite la relación sencilla de que el ancho relativo de la  
banda  $b/f_0$  se relaciona con la amortiguación de la bobina  $d = R/\omega L$ ,  
por la sencilla relación  $b/f_0 = d$ . Esto significa que el ancho abso-  
luto de la banda sólo depende de la relación  $R/L$ . Para un ancho  
120 prescrito de banda, quedará, por tanto, constante este cociente, con  
independencia de la frecuencia de resonancia. Pero si ahora se aco-



plan en un tetrápolo dos de estos circuitos de resonancia, entonces el grado de acoplamiento se debe escoger de manera que, por ello, resulte nuevamente un ancho prescrito de la banda de paso. Esto  
 125 ocurre cuando el grado de acoplamiento se escoge de manera que el factor  $k$  del mismo se relacione de tal suerte con la bondad  $r$  del circuito que sea  $k \cdot r = 1$ . La bondad  $r$  del circuito depende de la frecuencia y se forma cuando  $r = \omega L/R$ . A continuación calculemos, para dos frecuencias diversas de resonancia del tetrápolo, la capa-  
 130 cidad perturbadora transmitida, por el acoplamiento, al segundo circuito de resonancia del tetrápolo. Sean 100 kHz y 10 MHz estas dos frecuencias de resonancia. El ancho de paso sea igual para ambos casos, esto es  $1 = k \cdot r$ . Para una capacidad perturbadora dada, igual en ambos casos,  $N = \frac{1}{2} e^2 \cdot C = \frac{1}{2} J^2 \cdot L$ , que en el primer circuito  
 135 oscilante del tetrápolo lo excita en oscilaciones propias amortiguadas, y la capacidad transmitida en el primer caso (esto es, con una frecuencia de resonancia de 100 kHz), transmitida al segundo circuito del tetrápolo, es  $N' = N \cdot k$ . La constante  $L/k$  sea  $10^{-4}$ . Según esto el acoplamiento es

140 
$$k = \frac{1}{\omega L/R} = \frac{1}{\omega 10^{-4}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^5 \cdot 10^{-4}} =$$
  

$$0,16 \cdot 10^{-1} = 1,6\%$$
, y en el segundo caso

$$\frac{1}{6,28 \cdot 10^7 \cdot 10^{-4}} = 0,16 \cdot 10^{-3} = 0,016\%$$
.

Este ejemplo demuestra que, al sintonizar el tetrápolo a la frecuencia más elevada de resonancia, todavía el 1% de la capacidad perturbadora actúa sobre el segundo circuito de resonancia del tetrápolo, si se admite que sea el 100% la capacidad perturbadora que, en el  
 145 ejemplo de sintonización, a la frecuencia más baja de resonancia del tetrápolo, llega a actuar sobre el segundo circuito de oscilación.

Mediante otro ejemplo numérico demostraremos cómo, por el carácter diferencial de estos tetrápolos, varía, al crecer la frecuencia de resonancia, la relación de la tensión útil a la tensión per-  
 150



turbadora. Para poder hacer uso de hipótesis sencillas, supondremos que en este ejemplo despreciamos las frecuencias de acoplamiento originadas por las reacciones del segundo circuito sobre el primer  
155 circuito del tetrápolo. Según esto, tomaremos, como base del ejemplo, dos grados de frecuencia intermedia de una disposición receptora, ajustados a diversas frecuencias, por ejemplo 100 kHz y 10 MHz, imaginándose estos grados de frecuencia media de manera que en el circuito anódico del primer grado de frecuencia media se encuentre un  
160 filtro de banda cuyo lado secundario forme el circuito de rejilla de una segunda válvula que, a su vez, presenta también un filtro de banda en el circuito anódico. Para la formación del cociente tensión útil/tensión perturbadora, se aprovechan las tensiones reinantes en el circuito secundario del segundo filtro.

165 Como ya se ha explicado, la tensión originada en el tetrápolo, para las oscilaciones no amortiguadas, actúa en función de la frecuencia exactamente lo mismo que la resistencia aparente según la curva de resonancia, caso de que la válvula amplificadora unida al tetrápolo presente una resistencia interior elevada.

170 Pero si el primer circuito de resonancia de este tetrápolo conduce oscilaciones amortiguadas libres, entonces, en este caso, el indicado tetrápolo puede considerarse como un transformador de resonancia, en el que la relación de transformación del lado primario al secundario depende tanto de los números de espiras como  
175 también, especialmente, del acoplamiento, esto es, que un acoplamiento más suelto viene a ser igual que una menor relación de transformación:

Se puede, por consiguiente, admitir, sin más, que la tensión en el lado secundario del tetrápolo se comporta respecto a la tensión pri-  
180 maria como la relación del acoplamiento de los dos circuitos entre sí.

Para hacer este ejemplo todavía más claro, admitiremos que la amplificación total de las disposiciones consideradas sea igual a uno.



185 En la recepción de un emisor, la tensión perturbadora debe, como máximo, ser 5% de la tensión útil. La tensión disponible del emisor y que, en todo caso, actúa sobre la rejilla del primer grado de frecuencia media sea igual a 1 milivoltio, y la tensión perturbadora sea de 20 voltios. La tensión perturbadora máxima permisible de 5% es, naturalmente, la relación que se imagina en los puntos piano en la representación del emisor, en otro caso, como las oscilaciones dinámicas de una representación emisora son aproximadamente 1:100, dicha tensión perturbadora en los puntos suaves sería igual en valor a la tensión útil. De aquí que la tensión perturbadora pueda considerarse como despreciable cuando, como máximo, es el 5% de la tensión útil en los puntos piano de la representación de la emisora. Como ya antes se ha explicado más, el acoplamiento de los dos circuitos de resonancia de un tetrápolo es para la capacidad perturbadora de 1,6% con una frecuencia de resonancia de 100 kHz, y de 0,016% con una frecuencia de 10 MHz.

Según hemos admitido, la tensión útil es de 1 milivoltio con el transmisor en pleno funcionamiento, y la tensión perturbadora es de 20 voltios. Por consiguiente, la tensión perturbadora debe, como máximo, ser de 0,0005 milivoltios, esto es  $0,5 \cdot 10^{-6}$  voltios. Como el acoplamiento con 100 kHz es 1,6%, en el primer tetrápolo se tiene aún una tensión perturbadora de  $\frac{1,6 \cdot 20}{100} = 0,32$  voltios, y en el segundo tetrápolo  $\frac{0,32 \cdot 1,6}{100} = 0,00512$  voltios = 5,12 milivoltios. Con 10 MHz la tensión perturbadora es

$$\frac{0,016 \cdot 20}{100} = 0,0032 \text{ voltios en el primer filtro, y}$$

210  $\frac{0,0032 \cdot 0,016}{100} = 0,00000512$  voltios, ó  $0,5 \cdot 10^{-6}$  voltios, a la salida del segundo filtro de banda.

Mientras que en la superposición a 100 kHz la tensión perturbadora es de 5,12 milivoltios, por el contrario la tensión perturbadora máxima permisible se determinó con  $0,5 \cdot 10^{-6}$ , en este caso, 215 como la tensión útil en los puntos piano es  $10 \mu$  voltios, la ten-



sión perturbadora es 512 veces mayor que la tensión útil, mientras que, al superponer a 10 mhz, la tensión perturbadora máxima permisible (esto es el 5% de 10  $\mu$  voltios), no se sobrepasa.

Como se desprende del anterior ejemplo numérico, la relación  
- 220 tensión útil/tensión perturbadora resulta cada vez más favorable al crecer la frecuencia de resonancia del tetrápolo. Esto se debe a que la capacidad acumuladora de estos circuitos decrece constantemente al crecer la frecuencia de resonancia, y, también, a la circunstancia de que con frecuencias más elevadas se hace constante-  
225 mente más suelto el acoplamiento de los circuitos de resonancia del tetrápolo para oscilaciones amortiguadas. Habiendo ya explicado la dependencia entre el acoplamiento y la frecuencia, digamos breves palabras sobre la capacidad acumuladora de estos circuitos. Un golpe de tensión, provocado por un fenómeno perturbador, cargará la ca-  
230 pacidad del primer circuito de resonancia del tetrápolo. Esta carga supone un almacenamiento de energía que permite mantener las oscilaciones propias amortiguadas del circuito de resonancia. Estas oscilaciones propias se reducirán o desaparecerán tanto más rápidamente, cuanto mayor sea la resistencia de pérdida del circuito, o  
235 cuanto menor sea este acopio de energía.

Como, naturalmente, no es posible alterar el cociente R/L, tampoco se ha de alterar al ancho absoluto de la banda, y, por eso, este depósito de energía sólo puede reducirse disminuyendo las  
- constantes L y C del circuito. Pero esto da por resultado que la  
240 frecuencia de resonancia de estos circuitos se haga constantemente más elevada al reducirse L y C. Pero para poder realizar una emisión selectiva de frecuencia con circuitos sintonizados a una frecuencia tan elevada, frecuencias cuyos índices de oscilación son, en varios órdenes de magnitudes de potencias de 10, menores que la frecuencia  
245 de resonancia de los circuitos sintonizadores, todo el espectro de recepción recibido por la antena y que, dado el caso, puede de antemano amplificarse en uno o varios grados, se lleva a un circuito modulador, y, por este circuito modulador, al que se subordina un ge-



nerador local de alta frecuencia, se traspone a esta frecuencia  
250 elevada.

Por consiguiente, si con una ejecución según el invento de  
un radio receptor exento de perturbaciones no se quiere sobrepasar  
una relación determinada de la tensión perturbadora a la útil, en-  
tonces necesariamente se tiene o que elevar de tal suerte la fre-  
255 cuencia traspuesta, denominada en general también frecuencia media,  
que por ello la capacidad acumuladora del tetrápolo empleado se  
haga cada vez más pequeña y el acoplamiento, de ello resultante, para  
las oscilaciones amortiguadas, se haga cada vez más suelto, o, con  
una longitud dada de onda de la frecuencia transportadora, se aumen-  
260 ta el número de los tetrápolos hasta que se vuelva a obtener la re-  
lación requerida de la tensión útil a la perturbadora.

En general, la intensidad del campo útil, disponible del emi-  
sor, puede admitirse como de 1 milivoltio/m., mientras que, con rela-  
ciones atmosféricas de fuerte perturbación eléctrica, pueden origi-  
265 narse tensiones perturbadoras de hasta algunos cientos de voltios.  
La tensión perturbadora máxima permisible de 1-5% de la tensión  
útil representa la relación que puede presentar todavía la tensión  
perturbadora con referencia a la tensión útil. La tensión perturba-  
dora máxima permisible de 1-5% es, naturalmente, la relación que se  
270 imagina en los puntos piano en la representación del transmisor, en  
otro caso, como las oscilaciones dinámicas de una representación  
transmisora son aproximadamente de 1:100, en los puntos suaves di-  
cha tensión perturbadora se haría cada vez más igual a la tensión  
útil. De aquí que dicha tensión perturbadora sólo pueda señalarse  
275 como despreciable cuando no sobrepasa el valor de, a lo más, algu-  
nos tantos por ciento de la tensión útil en los puntos flojos de la  
representación del emisor.

Después de haber explicado, por las anteriores consideraciones,  
la relación de la tensión útil a la perturbadora, resumiremos aquí  
280 los efectos de las medidas adoptadas según el invento:

- 1).- Reducción de la capacidad acumuladora de los circuitos



de resonancia empleados, y, consiguientemente, menor capacidad perturbadora por un golpe de tensión.

( $\frac{1}{2} e^2 \cdot C = 1/4 J^2 L$  se hace menor al crecer la frecuencia de transposición).

285

2).- Acoplamiento más suelto para las oscilaciones amortiguadas, siendo mayor la frecuencia de transposición, resultando de aquí una más rápida extinción de las oscilaciones de acoplamiento.

290

3).- Por consiguiente, para una relación determinada requerida de la tensión útil a la perturbadora, se requiere, para cada frecuencia de transposición, un número mínimo de tetrápolos, o con otras palabras: para una frecuencia dada, lo más elevada posible, de transposición, se requiere un número mínimo de tetrápolos para llevar a un valor determinado la relación de las oscilaciones amortiguadas a las no amortiguadas o la relación de la tensión perturbadora a la tensión útil.

295

Explicaremos más detenidamente por un ejemplo numérico la transposición según el invento:

300

La frecuencia del transmisor que ha de recibir sea de 500 kHz y la frecuencia del oscilador de 10.000 kHz. Según esto, la frecuencia resultante de transposición sería de 9.500 kHz. Pero si ahora los circuitos para esta frecuencia de transposición se sintonizan a 9.500 kHz, entonces esta frecuencia de transposición recibe sólo señales de alta frecuencia moduladas que proceden del emisor que se ha de recibir, de 500 kHz. De esta forma se consigue realizar la emisión selectiva de frecuencias receptoras con circuitos de resonancia, ya que estos circuitos de resonancia, intercalados después del modulador, pueden hacerse ajustables para cualesquiera frecuencias, y resulta enormemente pequeño su tiempo de extinción para oscilaciones impulsadas.

305

310

Caso de que el receptor se construya según el invento, la frecuencia resultante de transposición se sigue reforzando directa-



315 mente y se demodula del modo conocido, para que, después de pasar el grado de baja frecuencia, se haga audible como representación de la emisora. Pero si se trata de equipar un aparato ya existente con una disposición según el invento, entonces puede esto realizarse en un aparato preintercalado de manera que mediante un segundo mo-  
320 dulator con auxilio del oscilador local se vuelva de nuevo a transponer la onda a la primitiva onda de recepción. Un ejemplo numérico explicará mejor esto.

Sea, muyamente, la frecuencia de recepción de 500 kHz mientras que la frecuencia del oscilador sea, de nuevo, 10.000 MHz. Según  
325 esto, se tendría después del primer modulador una frecuencia de transposición de 9.500 kHz. La segunda válvula moduladora recibe también la frecuencia del oscilador de 10.000 kHz, de manera que la frecuencia de transposición, que abandona a esta segunda válvula moduladora, es también de 500 kHz. O se puede construir este aparato  
330 de manera que, como frecuencia media, se emplee una aún más elevada que la admitida en el ejemplo, por ejemplo 20-30 MHz, con lo cual el ancho de paso de este ancho de frecuencia media sería de 1.000 kHz. En este caso, sobre toda sintonización separada del aparato preintercalado para la banda de ondas radiantes, esto es, para fre-  
335 cuencias de recepción de 500-1.500 kHz. mediante una conmutación de la bobina del oscilador, puede variarse la frecuencia de éste, pudiéndose, mediante este interruptor de ondas, ampliar como se quiera la banda de frecuencias que se ha de recibir. Ahora bien, para que los diversos impulsos de tensión, procedentes de perturbaciones  
340 atmosféricas y cuya duración se encuentra en el orden de magnitud de milésimas de segundo, no puedan excitar en oscilaciones propias al receptor normal empalmado después del aparato, la salida de este aparato preintercalado puede proveerse de un filtro de amplitudes, que sólo pasen tensiones hasta un cierto grado máximo. Como  
345 este filtro de amplitudes no constituye el objeto del presente invento se puede prescindir de su ulterior descripción.

En el dibujo se representa, en la figura 1, un ejemplo de eje-



cución de la disposición según el invento, habiéndose supuesto una zona de recepción de 200 hasta 2.000 metros. Sobre la antena 1,  
350 actúan todas las frecuencias radiadas y entre ellas también la del campo radiante de 150 hasta 1.500 kHz, las cuales se llevan al grado mixto A después de atravesar el grado aperiódico 2 de amplificación de alta frecuencia. Este grado, por consiguiente, no tiene selección del campo de frecuencia total y por tanto es no selectivo.  
355 Con el grado mixto se une el oscilador B, cuya frecuencia es 20.000 kHz. Al grado mixto se une, además, el primer amplificador C de transposición que, de la mezcla de frecuencia originada por la mezcla, separa, por filtración, la frecuencia requerida, a la que se ajustan los circuitos de resonancia 3, 4, 5 y 6. Estos circuitos  
360 de resonancia pueden ajustarse para la zona de frecuencia dada, y la frecuencia del oscilador de 20.000 kHz puede ajustarse dentro del intervalo de frecuencia de 18.500 hasta 19.850 kHz. La sintonización al emisor requerido puede simplificarse esencialmente por el hecho de que, después del grado de mezcla, se emplee una frecuencia  
365 intermedia fija, y, para ello, se varíe la frecuencia del oscilador. Con una frecuencia intermedia fija de, por ejemplo, 20.000 kHz, para seleccionar las frecuencias, que llegan, de 150 hasta 1.500 kHz, se debería variar la frecuencia del oscilador entre 20.150 kHz y 21.500 kHz. Este último procedimiento tiene la ventaja  
370 de que, para escoger selectivamente los emisores, sólo se necesita un único condensador giratorio, mientras que los condensadores de los circuitos de frecuencia intermedia pueden dejarse en un valor fijo. Para que no puedan originarse perturbaciones por frecuencias estoquiométricas, se recomienda emplear una cadena de filtros 8 en  
375 el circuito de la antena, la cual deje paso a todas las frecuencias hasta unos 2.000 kHz y luego presente un crecimiento rápido de la amortiguación para frecuencias más elevadas. Todavía resulta más ventajoso colocar un órgano de resonancia de tensión 7 que presente un cortocircuito para las frecuencias estoquiométricas, esto es,  
380 para aquellas frecuencias que se encuentran sobre las de reducción



en el doble de la frecuencia de transposición, (lo cual sería la zona de  $150 + 2 \cdot 20.000 = 40.150$  kHz hasta  $1.500 + 2 \cdot 20.000 = 41.500$  kHz, para la frecuencia fija admitida de transposición de 20.000 kHz). La sintonización del condensador giratorio del circuito de resonancia de tensión se efectúa con preferencia solidariamente con la sintonización del condensador del oscilador.

Si con la forma de ejecución descrita de la disposición receptora, con referencia a la figura 1, se han de eliminar de la representación del emisor todas las oscilaciones amortiguadas que actúan sobre la disposición receptora, gracias al comportamiento diferente de los tetrápolos para las oscilaciones amortiguadas y las no amortiguadas, entonces, al crecer el cociente de la relación de dichas oscilaciones amortiguadas a las no amortiguadas, se requiere elevar la frecuencia transpuesta del transmisor y aumentar, también, el número de los tetrápolos.

Si, como se hace en las tormentas locales en el punto de recepción, se cuenta con una relación de magnitudes de  $10^6$  respecto a 1 para la diferencia de las oscilaciones amortiguadas a las no amortiguadas, entonces se ve inmediatamente que sólo, por un lado, con frecuencia de transposición enormemente elevada y, por otro lado, con grandísimo número de tetrápolos se logra limpiar las frecuencias emisoras no amortiguadas de estas oscilaciones amortiguadas superpuestas.

Este inconveniente puede suprimirse, según otra forma de ejecución del invento, por el hecho de que las amplitudes de las oscilaciones perturbadoras amortiguadas se reduzcan o corten, mediante un tamiz de amplitudes, al valor de las máximas amplitudes del emisor en funciones. Por este hecho, sobre la disposición receptora pueden sólo actuar todavía amplitudes perturbadoras cuyo valor no sobrepase las amplitudes de emisión. Así se limita inequívocamente, hacia arriba, la relación de las amplitudes perturbadoras a las útiles para todos los perturbadores.



Un ejemplo de ejecución de una disposición de esta clase se ilustra en las figuras 2 a 4 del adjunto dibujo.

415 La figura 2 presenta la porción de alta frecuencia del receptor,

La figura 3 la característica de una válvula amplificadora conectada como filtro de amplitudes, y

420 La figura 4 un diagrama que ilustra el funcionamiento de la disposición.

El receptor presenta una antena 1 como dispositivo receptor y también dos grados de selectividad y amplificación 9, 10, y, además, el filtro de amplitudes 11 y el modulador A, que, del generador local B, recibe las frecuencias necesarias para la transposición con  
425 la frecuencia del emisor. En el circuito anódico del modulador A se encuentra el tetrápolo compuesto de los circuitos de oscilación 3, 4. A este tetrápolo se conecta la válvula amplificadora C del grado de frecuencia media, la cual, a su vez, presenta por el lado anódico un tetrápolo 5, 6. El lado secundario de este tetrápolo  
430 está unido al diodo 12 del rectificador. Este diodo suministra, por la capacidad 13 del grado de baja frecuencia del receptor, la alta frecuencia demodulada, y, al mismo tiempo, suministra a los circuitos de rejilla de las válvulas amplificadora y reguladora 9, 10, una  
435 tensión reguladora, con la que, según el grado de esta tensión reguladora, se varía la amplificación. mediante esta tensión reguladora ha de procurarse que las amplitudes máximas, que llegan al filtro de amplitudes 11, queden, para todas las frecuencias emisoras que se han de recibir, en el orden análogo de magnitudes. Estos mecanismos reguladores son conocidos, y en el presente invento tienen  
440 por objeto, menos la compensación de los "fadings" originados que una compensación entre las diversas intensidades originadas del campo de emisión. Por este motivo, la constante de tiempo de esta disposición reguladora se calcula grande, en contraposición a las llamadas regulaciones de "fadings", esto es, al menos en el orden de magnitud de un segundo.  
445



La alta frecuencia que abandona el grado 10 del amplificador y que, mediante los órganos de selectividad, se ha subordinado ya a un emisor determinado, llega al filtro de amplitudes 11. Este filtro de amplitudes está compuesto de una válvula de rejilla y de  
450 pantalla que recibe una tensión anódica máxima de sólo 6 voltios, mientras que la rejilla de la pantalla necesita 35-40 voltios. Gracias a estas relaciones de tensión, se obtiene una característica  $J_A$  ( $E_G$ ), que corresponde ampliamente a la característica de la figura 3, esto es, la emisión de la válvula se inicia bruscamente para, con  
455 excepción de una pequeña curva en el punto de iniciación, extenderse perfectamente proporcional a la tensión de la rejilla, y, poco antes de alcanzarse el valor cero por la tensión de la rejilla, se convierte poco a poco en una línea de corriente constante, y esto aunque se trate de tensiones de rejilla positivas muy elevadas. Este  
460 filtro de amplitudes recibe tensión previa en la conexión, gracias a una tensión previa negativa, poniéndolo al valor del campo medio de regulación de la rejilla. Este campo de regulación de la rejilla, que se designa por la marca 14 de la figura 3, recibe la tensión previa de rejilla indicada por la línea 15 de trazos y puntos. La  
465 resistencia anódica del filtro de amplitudes es notablemente crítica y no debe sobrepasar el valor de 5.000 óhmios.

El funcionamiento de este filtro de amplitudes se desprende del diagrama de la figura 4. La amplitud de emisión que se presenta se regula de manera que con una modulación de 100% del emisor  
470 las amplitudes máximas del emisor eliminan exactamente el campo de eliminación de la rejilla de este filtro de amplitudes. Pero si ahora se superponen las diversas puntas de perturbación de la representación del emisor, entonces, por este filtro de amplitudes, se cortan en tal grado que, en el caso teóricamente más favorable, esto  
475 es con modulación 100% del emisor, la tensión perturbadora resulta todavía precisamente del mismo valor que la tensión útil.

Sin duda, las relaciones en general resultan tanto más desfavorables cuanto que con emisor no completamente regulado las ampli-



tudes de las tensiones perturbadoras son siempre mayores que las  
 480 amplitudes de la tensión útil. Con una modulación del 1% del emisor,  
 alcanzarán las mismas el valor de 100:1. Según esto, mediante el in-  
 dicado filtro de amplitudes, como la oscilación dinámica máxima es,  
 en una representación del emisor, de próximamente 1:100, será, en el  
 caso más desfavorable, la relación de la tensión perturbadora a la  
 485 útil de 100:1, esto es, esta relación se limita hacia arriba inequí-  
 vocamente gracias al filtro de amplitudes.

Por lo demás, en lo que respecta al ulterior funcionamiento de  
 esta disposición receptora nos remitimos a la descripción de la for-  
 ma de ejecución según la figura 1.

490 :-:--:-:--:-:--:-:--:-: K O T A :-:--:-:--:-:--:-:--:-:

Se reivindica como nuevo y de propia invención:

1.- Un procedimiento con su disposición inherente, para redu-  
 cir las perturbaciones en la radiorecepción, caracterizado el pro-  
 cedimiento por que las frecuencias de recepción se trasponen, por  
 495 superposición, en frecuencias con las que los órganos de selectividad  
 y resonancia, necesarios para la emisión selectiva de las frecuen-  
 cias traspuestas de recepción, se sintonizan a una frecuencia de re-  
 sonancia para la que el poder de acumulación eléctrica es tan pe-  
 queño y el acoplamiento para oscilaciones amortiguadas es tan suelto  
 500 que, por ello, la relación de las oscilaciones amortiguadas a las no  
 amortiguadas adquiere valores con los que puede señalarse como des-  
 preciable la porción de las oscilaciones amortiguadas, esto es, de  
 las tensiones perturbadoras.

2.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo rei-  
 505 vindicado en el punto 1, caracterizado el procedimiento por que las  
 amplitudes de las oscilaciones perturbadoras amortiguadas se redu-  
 cen o cortan, mediante un filtro de amplitudes, al valor de las am-  
 plitudes máximas del emisor en funciones.

3.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo rei-



510 vindicado en los puntos 1 y 2, caracterizado el procedimiento por que el emisor que se ha de recibir se regula mediante una disposición reguladora provista de una gran constante de tiempo, a valores medios constantes de amplitudes, de tal manera que, para cada emisor que se ha de recibir, el filtro de amplitudes se regula con  
515 modulación del 100% del emisor que se ha de recibir, en toda la porción recta de la característica de rejilla.

4.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo reivindicado en el punto 1, presentando la disposición un circuito modulador al que se subordina un generador local de alta frecuencia,  
520 llevándose a este modulador todo el espectro de recepción recogido por la antena, para transponerse a una frecuencia más elevada y subordinándose al circuito anódico del grado modulador órganos sintonizadores para la emisión selectiva de una banda de frecuencia, caracterizada esta disposición por que los valores eléctricos de inductancias y capacidades de estos órganos sintonizadores se calculan de manera que, por ello, el poder eléctrico de acumulación de  
525 estos circuitos, lo mismo que el acoplamiento para oscilaciones amortiguadas, son de tal manera pequeños que la capacidad perturbadora, originada del fenómeno perturbador, y que queda al extremo del tetrapolo, no es ya suficiente para mantener las oscilaciones de acoplamiento provocadas por el fenómeno perturbador, gracias a la acción  
530 recíproca de los circuitos sintonizadores de estos tetrapolos.

5.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo reivindicado en el punto 4, caracterizada la disposición por que,  
535 para suprimir las frecuencias estoquiométricas, se coloca un órgano de resonancia y tensión (7) en el circuito de la antena, cuyo condensador sintonizador se sirve solidariamente con el condensador del oscilador (b).

6.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo reivindicado en el punto 4, caracterizada la disposición por que, para la emisión selectiva de los transmisores, pueden sintonizarse los circuitos de resonancia (3, 4, 5, 6) empleados en el circuito



anódico del modulador (A).

7.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo  
545 reivindicado en el punto 4, caracterizada la disposición por que,  
para la emisión selectiva de la frecuencia emisora deseada, se prevé  
un órgano regulador, mediante el cual se hace variable la frecuen-  
cia del oscilador, mientras que los órganos de resonancia en el cir-  
cuito del modulador se ajustan a una frecuencia fija de resonancia.

550 8.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo  
reivindicado en el punto 4, para llevar a la práctica el procedi-  
miento reivindicado en los puntos 1 y 2, caracterizada la disposi-  
ción por que en un punto de la disposición receptora se intercala  
un filtro de amplitudes, que es impermeable para tensiones mayores  
555 que el campo de regulación de este filtro de amplitudes, con lo cual  
la relación de la tensión perturbadora a la útil se limita inequí-  
vocamente hacia arriba para todas las frecuencias perturbadoras que  
llegan a actuar sobre la disposición receptora.

9.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo  
560 reivindicado en el punto 8, caracterizada la disposición por que,  
como filtro de amplitudes, sirve una válvula amplificadora electróni-  
ca que presenta por lo menos dos rejillas, de las que una se conecta  
como rejilla de maniobra y la segunda como rejilla de pantalla,  
siendo la tensión anódica por lo menos la mitad de la tensión de la  
565 rejilla de pantalla, y por que este filtro de amplitudes recibe una  
tensión previa de rejilla, con lo que la señal que llega, elimina,  
por regulación, toda la porción recta de la característica de re-  
jilla.

10.- Un procedimiento con su disposición inherente según lo  
570 reivindicado en el punto 4, construída la disposición como aparato  
preintercalado y caracterizada por que el ancho de la banda de paso  
del grado de frecuencia media para el aparato preintercalado es, por  
lo menos, igual a la distancia de las frecuencias de varios emiso-  
res, preferentemente, sin embargo, por lo menos de 1.000 kHz, esto es,  
575 por que el refuerzo o amplificación de este grado de frecuencia me-

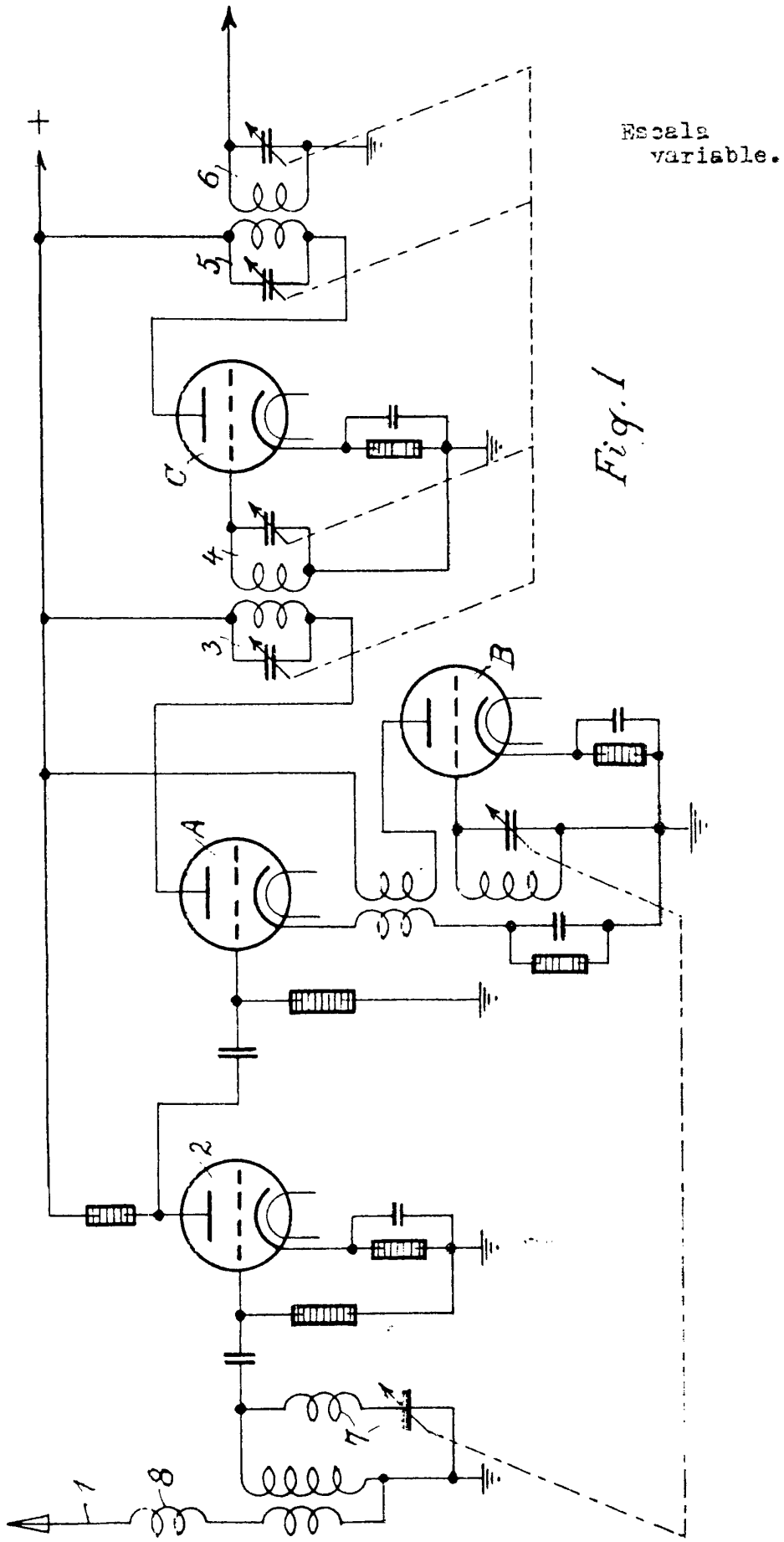


dia es casi aperiódico para una banda mayor de frecuencias, por ejemplo de 1.000 kHz.

11.-- Un procedimiento con su disposición inherente según lo reivindicado en el punto 10, caracterizada la disposición por un mecanismo conmutador para la frecuencia del oscilador, mediante el cual puede ensancharse cuanto se quiera la banda de ondas que se ha de recibir.

Esta patente recae sobre: "UN PROCEDIMIENTO CON SU DISPOSICION INHERENTE PARA ASOCIAR LAS PERMUTACIONES DE LA RADIODIFUSION", como queda descrito en la presente memoria, caracterizado en la anterior nota y representado en los adjuntos dibujos.

Madrid, 30 de Julio de 1938.



Escala variable.

Fig. 1

per Karl Heinrich Heier, Ing.

*Janco*

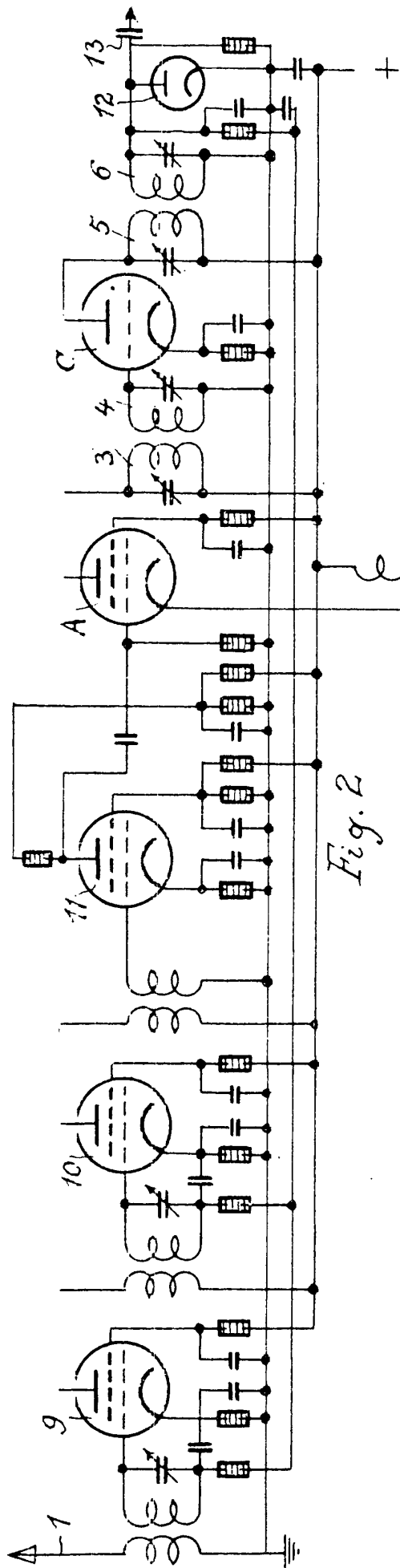


Fig. 2

Scale variable.

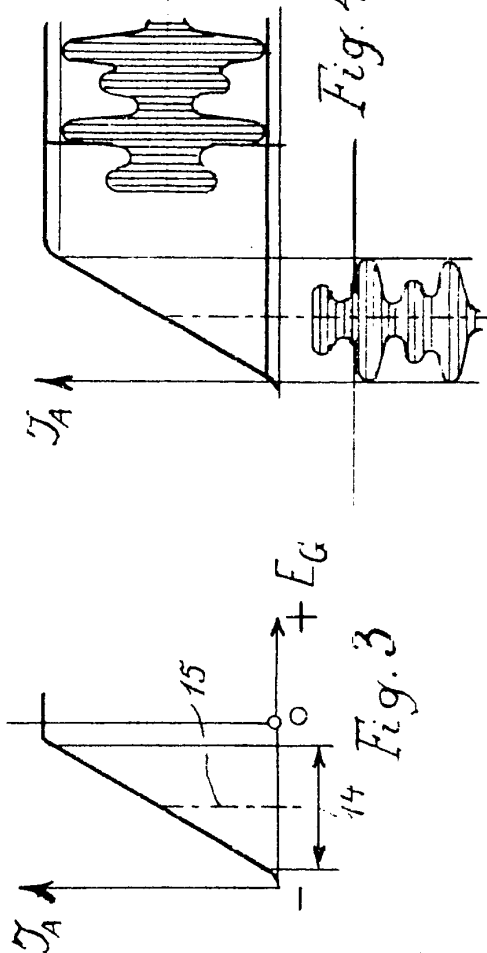


Fig. 4

Fig. 3