

Nº 1119
F.

J.D. Holland - D.D. Robinson 9-4

178576



178576

MEMORIA DESCRIPTIVA

PARA SOLICITAR PATENTE DE INVENCION EN ESPAÑA

POR: "MEJORAS EN CIRCUITOS SELECTIVOS DE FRE-

CUENCIA VARIABLE"

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

MADRID, CALLE DE RAMIREZ DE PRADO Nº. 7

Este invento se refiere a circuitos selectivos de frecuencia, en los cuales la frecuencia de resonancia se cambia en una cierta banda de frecuencias y se pretende con ello controlar los efectos de las pequeñas variaciones que pueden sufrir los valores de los elementos de los circuitos sobre la frecuencia de resonancia, la cual es fijada por el ajuste de un elemento. Estos pequeños cambios en los elementos de un circuito pueden ser deliberadamente producidos como en el caso de ajuste con nonius- o bien



10 sin querer, como en el caso de los efectos producidos por la temperatura ambiente. Se prestará atención a los casos en que los parámetros que afectan los elementos de los circuitos son la temperatura o bien el control por un ajuste fino, pero se concibe fácilmente que un circuito selectivo de frecuencia variable se pueda emplear en alguna circunstancia donde algún otro parámetro tal como
15 un esfuerzo mecánico pueda producir cambios en los valores de los elementos del circuito. Con el fin de generalizar en lo posible los cambios se consideraran proporcionales a la variación de los valores de los coeficientes de los elementos en cuestión con respecto a un dado parámetro.

20 En un circuito ajustado a una frecuencia fija es corrientemente un buen camino para regular las variaciones de la frecuencia de resonancia del circuito total, actuar sobre los coeficientes de los componentes del circuito. Cuando el circuito se puede ajustar sobre una cierta banda de frecuencias, la regulación
25 no es tan simple. En el caso de compensación de temperatura se ha propuesto para efectuar la compensación emplear condensadores de diferentes coeficientes de temperatura según la posición del condensador. Se encontrarán también dificultades si se desean disponer las cosas de tal manera que la desviación obtenida actuando el
30 vernier de ajuste produzca una ley definida de variación en la banda. Nosotros hemos encontrado sin embargo, que eligiendo convenientemente los valores de los componentes y la variación de los coeficientes de estos, es posible en un circuito que lleva una autoinducción y tres condensadores, determinar de antemano la variación,
35 de frecuencia producida en dos frecuencias y además disponer las cosas de tal manera que esta sea casi constante en toda la banda cubierta por el circuito ajustado.

178576



Según el presente invento se da un circuito selectivo de frecuencia que comprende cuatro elementos reactivos o incluso
40 mas, al menos uno de los cuales es variable a fin de ajustar a dicho circuito a las diferentes frecuencias dentro de la banda, en el que los coeficientes de por lo menos dos de los otros elementos indicados están ajustados para producir una desviación proporcional de frecuencia $\frac{d\omega}{\omega}$, de la frecuencia de resonancia y esta desviación
45 es producida por los cambios de los parámetros que a su vez dependen de los coeficientes a que hemos hecho mención y puede ser determinada para dos posiciones de dicho elemento de reactancia variable. El invento da además un circuito en el cual los valores fijados de $\frac{d\omega}{\omega}$ son los mismos, y en el cual las dos posiciones de los
50 elementos de reactancia variable son escogidos de tal forma que $\frac{d\omega}{\omega}$ varía un mínimo de dicho valor predeterminado de $\frac{d\omega}{\omega}$ dentro de la banda referida.

Para que el invento pueda ser mejor comprendido haremos un análisis de ciertos tipos de circuitos, haciendo referencia
55 a los dibujos adjuntos y que dada su simplicidad nos ahorrará su descripción.

En su más simple expresión un circuito ajustado en paralelo, se puede representar por la Fig. 1, en la cual L es la inductancia de ajuste y C_t la capacidad total y efectiva de ajuste.
60 Entonces para la frecuencia de resonancia $\frac{\omega}{2\pi}$ tendremos

$$\omega^2 LC_T = 1$$

así que

$$2 \frac{d\omega}{\omega} + \frac{dL}{L} + \frac{dC_T}{C_T} = 0 \quad (1)$$

178576

4.



65

Será conveniente suponer que los cambios representados en (1) son debidos a un parámetro implicito tal como la temperatura y que los cambios incrementales indicados son debidas a las variaciones unitarias de dicho parámetro. Por lo tanto si x y C_T son los coeficientes de inductancia y capacidad asociados con dicho parámetro, (1) podemos escribirla de nuevo.

70

$$2 \frac{dx}{x} + \alpha + \theta_T = 0 \quad (1 a)$$

Debemos de considerar primero el caso en que se quiere que $\frac{dx}{x}$ sea lo más pequeño posible con las variaciones de temperatura. Esta hipótesis exige que

$$\alpha + \theta_T \rightarrow 0 \quad (2)$$

75

en el margen de funcionamiento.

80

En general es un asunto muy difícil determinar los coeficientes de temperatura de los condensadores variables. Además C_T incluirá inevitablemente una capacidad mínima C_0 , debido al cableado y a las capacidades de la válvula y conectada también en derivación con L ; por lo tanto en la practica no se puede tener un circuito más sencillo que el de la fig. 2 en el cual C_0 conectado en paralelo con el condensador variable C_2 constituye C_T .

85

Antes de seguir más adelante, conviene establecer muy bien el valor de θ_T para los dos condensadores, cada uno teniendo coeficientes diferentes según esté en paralelo o en serie. Refiriéndonos a las dos figuras 3 y 4 las dos capacidades se representan por X_C y por Y_C , X e Y siendo multiplicadores numéricos y se supone que los respectivos coeficientes de estos condensadores son α y β

Para el caso paralelo se tiene



90

$$\left. \begin{aligned} C_T &= (x + y) C \\ \theta_T &= \frac{\lambda x + \mu y}{x + y} \end{aligned} \right\} \quad (3 a)$$

y para los condensadores en serie

$$\left. \begin{aligned} C_T &= \frac{xy}{x + y} C \\ \theta_T &= \frac{\mu x + \lambda y}{x + y} \end{aligned} \right\} \quad (3 b)$$

95

Considerando nuevamente el circuito de la Fig. 2, supongamos que $C_2 = n C_0$ donde n es variable a fin de cambiar la frecuencia de resonancia, y que los coeficientes de temperatura de C_0 y de C_1 son respectivamente δ y β

Entonces

100

$$\left. \begin{aligned} C_T &= \frac{n}{1 + n} C_0 \\ \theta_T &= \frac{\delta + \beta n}{1 + n} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Combinando las ecuaciones (2) y (4) se verá que para obtener compensación se debe de tener

$$\delta + \alpha + n(\alpha + \beta) = 0 \quad (5)$$

105

de lo cual se puede ver que para obtener compensación a través de la banda total de ajuste, es decir, para todos los valores de n se tiene que tener

$$\beta = \delta = -\alpha$$

110

De lo dicho anteriormente resulta que como B y x deben de considerarse como dados para el caso de los coeficientes de temperatura en general la condición anterior no podrá ser completamente cumplida excepto para una frecuencia que corresponde a una n de valor n_a . En esta frecuencia podemos tener compensación con tal de que se cumpla

$$\delta = -\alpha(1 + n_a) + n_a \beta \quad (6)$$



115

En particular, si $n_a \ll 1$ y $\phi = -\alpha$ habrá compensación en las más altas frecuencias de la banda. Esto significa en la práctica que nosotros podemos hacer C_0 de un valor adecuado empleando condensadores fijos que emplean un dieléctrico que tiene un coeficiente negativo de temperatura.

120

Para poder obtener una compensación más completa, otro elemento de control debe introducirse en el circuito. No cabe duda que no se obtendrán mejoras añadiendo elementos en paralelo, si se exceptúa la posibilidad de obtener el valor de ϕ más fácilmente. La otra alternativa que tenemos es colocar un condensador en serie con C_2 . En la figura 5, C_3 de valor γ y teniendo un coeficiente χ y representa este elemento adicional. Se debe observar que la disposición de la figura 5 es la que se emplea en el circuito oscilante del oscilador local del receptor superheterodino cuando se desea alinear el condensador de sintonía del amplificador de RF con el condensador variable C_2 del oscilador.

125

130

De las consideraciones de la ecuación (3), los valores de C_T y ϕ para el circuito de la fig, 5 serán

$$C_T = C_0 \left[1 + \frac{a n}{a + n} \right]$$

$$\phi = \frac{n^2(\phi + a\chi) + a n (2\phi + a\beta) + a^2\phi}{n^2(1+a) + a n (2+a) + a^2} \quad (7)$$

135

así que las condiciones de compensación serán

$$n^2 \left\{ \phi + \alpha + a (\chi + \alpha) \right\} + a n \left[2(\phi + \alpha) + \beta(\beta + \alpha) + a^2(\phi + \alpha) \right] = 0 \quad (8)$$

Para una compensación completa para todas las demás frecuencias dentro de la banda se exige.

$$\phi = \beta = \chi = -\alpha$$

140

resultando muy parecido al obtenido anteriormente. Sin embargo es ahora posible efectuar compensaciones para dos valores de n dando a ϕ y χ valores que satisfagan la ecuación 8 para aquéllos valores de n .



145

En general en cualquier banda de frecuencias es mucho mejor obtener la compensación completa en dos valores de n que no corresponden a los extremos de la banda.

Sustituyendo la ecuación (7) en (1 a) tendremos

$$2 \frac{d\omega}{\omega} + \alpha + \frac{(n+a) 2\beta + n^2 a \delta + n a^2 \beta}{(n+a)^2 + a n (n+a)} = 0 \dots (9)$$

Si hacemos $\frac{d\omega}{\omega}$ tender a cero en dos valores cualesquiera de n , γ_1 y γ_2 eliminando β y δ en la ecuación (9) tendremos

150
$$\frac{d\omega}{\omega} = (\alpha + \beta) \frac{a^2 b}{2\{\gamma_1 \gamma_2 + a(\gamma_1 + \gamma_2)\}} \cdot \frac{(n-\gamma_1)(n-\gamma_2)}{(a+n)(b+n)} \quad (10)$$

donde
$$b = \frac{a}{a+1}$$

La forma general de la curva $y = \frac{(n-\gamma_1)(n-\gamma_2)}{(n+a)(n+b)}$

155

se muestra en la fig. 6. La curva tiene las asíntotas $n = -a$ y $n = -b$ y $y = 1$. En la región de los valores positivos de n hay un mínimo en (n_0, y_0) . Por lo tanto, teniendo en cuenta que $|y_0| < 1$, habrá dos puntos en la curva a la derecha de $n = -b$ que tienen por ordenadas $-y_0$ y abscisas n_1 y n_2 . Se tendrá que para una desviación dada de $\pm y_0$, n puede variar entre n_1 y n_2 . A la inversa si n_1 y n_2 dan los límites de variación de n y será muy pequeño dentro de esta banda si los ceros son escogidos de manera que las ordenadas en n_1 y n_2 son iguales en magnitud pero de signo opuesto al valor resultante de y_0 .

160

Puesto que
$$\frac{d y}{d n} = Y \left(\frac{1}{n-1} + \frac{1}{n-2} - \frac{1}{n+a} - \frac{1}{n+b} \right)$$

tenemos la siguiente serie de ecuaciones.

165

$$y_0 \frac{(n_0 - \gamma_1)(n_0 - \gamma_2)}{(n_0 + a)(n_0 + b)} = \frac{2 n_0 - (\gamma_1 + \gamma_2)}{2 n_0 + (a + b)} = - \frac{(n_1 - \gamma_1)(n_1 - \gamma_2)}{(n_1 + a)(n_1 + b)} = - \frac{(n_2 - \gamma_1)(n_2 - \gamma_2)}{(n_2 + a)(n_2 + b)} \quad (11)$$

de lo cual nosotros obtendremos

$$n_0^2 (n_1 + n_2 + a + b) - 2 n_0 (n_1 + n_2 - ab) - \{n_1 n_2 (a + ab)(n_1 + n_2)\} \dots (12)$$

178576



8.

$$y_0 = \frac{2 n_0 - (n_1 + n_2)}{2 n_0 + (n_1 + n_2) + 2(a + b)} \quad (13)$$

$$\gamma_1 + \gamma_2 = 2 n_0 - y_0 (2 n_0 + a + b) \quad (14)$$

$$\gamma_1 + \gamma_2 = n_0^2 - y_0 (n_0^2 - ab) \quad (15)$$

170

y finalmente de la ecuación (11)

$$\left. \begin{aligned} \phi &= - \left\{ \alpha + \frac{a \gamma_1 \gamma_2}{a (\gamma_1 + \gamma_2) + 2 \gamma_1 \gamma_2} (\alpha + \beta) \right\} \\ \gamma &= - \left\{ \alpha + \frac{a^2 - \gamma_1 \gamma_2}{a (\gamma_1 + \gamma_2) + 2 \gamma_1 \gamma_2} (\alpha + \beta) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

175

Como un ejemplo practico, escojamos el caso de un oscilador local que cubre el margen de 1 a 2 MC/s con una frecuencia intermedia de 580 KC/s. Los elementos que componen el circuito tienen los valores siguientes:

$$L = 32 \mu\text{H. } C_0 = 100 \mu\mu\text{F. } (C_2)_{\text{max}} = 315 \mu\mu\text{F} \quad C_3 = 630 \mu\mu\text{F}$$

$$\text{así que } n_1 = 0,181, : n_2 = 3,5 ; a = 6,3 : b = 0,863$$

180

$$\text{mientras que } \alpha = 50 \mu\mu\text{F} / \mu\mu\text{F} / \text{C}^2 : \beta = 75 \mu\mu\text{F} / \mu\mu\text{F} / \text{C}^2$$

$$\text{de lo cual } n_0 = 1,06 : y_0 = -6,13 \times 10^{-2} \quad \gamma_1 = 2,316 : \gamma_2 = 0,3713$$

$$\text{y } \phi = -86 \mu\mu\text{F} / \mu\mu\text{F} / \text{C}^2 : \gamma = -310 \mu\mu\text{F} / \mu\mu\text{F} / \text{C}^2$$

La ecuación 12 se puede escribir en la forma $\frac{dy}{d\omega} = A(\alpha + \beta)$ y donde $A = 0,918$ para el ejemplo este.

185

La curva resultante para Ay se muestra en la Fig. 7, el margen a ser cubierto está indicado por AA. La variación máxima Ay es $\pm 5,63 \times 10^{-2}$.

190

Hasta ahora hemos considerado siempre el caso de un circuito con condensador variable para la sintonía, pero se puede considerar también el caso que lo que se varía es la inductancia. El circuito de la fig. 8, en que α es ahora el coeficiente de C , β el de la inductancia variable nL_0 , ϕ de L_0 y γ de aL_0 , es exactamen-



te equivalente en el estudio al de la Fig. 5

195 El caso en que por el ajuste de un mando de sintonía se quiere obtener una desviación proporcional de la frecuencia y se quiere que sea constante en toda la banda es muy parecido al anterior. α y β serán cero y K siendo una constante entre n_1 y n_2 .

200 En lo que al estudio anterior se refiere, este cambio es equivalente a sustituir $-2K$ por α y poner $\beta = 0$, combinado con un cambio del origen de coordenadas que se efectúa escribiendo $\frac{d\omega}{\omega} - K$ en lugar de $\frac{d\omega}{\omega}$ en cualquier parte de la ecuación (8) donde aparezca esta última. El método de cálculo siendo el mismo, queda por utilizar los resultados de una manera práctica. Puesto que β y γ no son generalmente iguales, el circuito de la Fig. 5 es necesario modificar si se quieren usar condensadores de ajuste parecido como C_3 y C_0 . Se tendrá que para el caso general en que los valores medios de C_0 y de C_3 son dados, y γ y δ son debidos a incrementos iguales en parecidos condensadores de ajuste, la disposición más sensible es reemplazar cada una de las capacidades C_0 y C_3 por la red que se ve en Fig. 9, los valores de X y Y siendo diferentes para las dos redes, pero la capacidad media y su coeficiente de variación λ siendo el mismo en los dos casos.

Para la red de la Fig. 9 tendremos

$$C_T = C \left(X + \frac{Y}{1+Y} \right); \theta_T = \left(\frac{Y^2}{1+Y} \right)^2 \lambda \frac{C}{C_T} \dots (17)$$

215 en la cual λ es el coeficiente de variación del condensador de ajuste C .

En función de C_T , C_T , C y λ los valores de X e Y son dados por



$$\frac{y}{1+y} = \sqrt{\frac{C_T}{C} + \frac{e}{\lambda}} ; \quad x = \sqrt{\frac{C_T}{C}} \left\{ \sqrt{\frac{C_T}{C}} - \sqrt{\frac{e}{\lambda}} \right\} \quad (18)$$

220

y la conversión es posible con tal que

$$\frac{C_T}{C} > \frac{e}{\lambda}$$

225

Una disposición particular de un circuito resonante en el cual los principios anteriores pueden ser aplicados se muestra en la Fig. 10. C_2 es el principal condensador de sintonía y C_1 es ajustado para compensar los efectos de las variaciones de capacidad en el cableado o en las capacidades de las válvulas. C_6 y C_8 son los condensadores de ajuste alineados y controlados por un mando único. La combinación formada por C_1 , C_4 , C_5 y C_6 , juntamente con cualquier capacidad externa, del circuito están encerradas en la C_0 de la fig. 5 y la combinación de C_7 , C_8 y C_9 en la C_3 .

230

Será evidente que con tal que el trimmer de la fig. 10 tenga un coeficiente de temperatura muy pequeño -menor que- $5 \times 10^6 \mu F/\mu F/C^{\circ}$. C_4 y C_7 pueden tener sus coeficientes de temperatura ajustados con el fin de obtener compensación de temperatura según el presente invento.

235

240

Un examen de la red de condensadores de la Fig. 9 de las ecuaciones (17) y (18) nos muestran que $x \gg 1$, C_T es prácticamente independiente de y , así que la proporcionalidad entre C_T y λ depende directamente de el valor de $\frac{y}{1+y}$. Por lo tanto, en la fig. 10, C_5 y C_9 pueden ser del tipo variable y alineados juntamente para poder variar la desviación causada por el mando de control de sintonía sin afectar apreciablemente esto la constancia de toda la banda de sintonía que cubre el principal condensador de ajuste C_2 . Una aplicación de tal modificación empleada con un oscilador de rayos catódicos se puede emplear como espectrómetro. El circuito reso-

245

178576



11.

250

nante de la Fig. 10 es el circuito de ajuste de un oscilador cuya salida alimenta a un circuito cuya curva de repuesto se quiere por ejemplo reproducir sobre la pantalla de un oscilógrafo, C_6 y C_8 pueden ser condensadores variables o pueden ser también circuitos de reactancia electrónica variando en saltos con él el circuito de barrido del oscilógrafo para suministrar una salida modulada en frecuencia al circuito que está en prueba.

255

En este caso el condensador C_5 y C_9 se pueden mover simultáneamente para ensanchar o estrechar la anchura del barrido en la pantalla del oscilógrafo.

260

Este invento corresponde a una solicitud de Patente formulada en Inglaterra el 13 de Julio de 1946, señalada con el N^o. 21011-46 y se acoge, por lo tanto a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

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

265

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Patente de Veinte Años son los siguientes:

270

1 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizadas por un circuito selectivo de frecuencia que tiene cuatro o incluso más elementos reactivos, uno de los cuales por lo menos se puede variar a fin de ajustar el circuito a distintas frecuencias dentro de la banda, en el cual la variación de los coeficientes como antes se definió de por lo menos dos de los otros elementos referidos se ajustan para producir la desviación total $\frac{d\omega}{\omega}$ de la frecuencia de resonancia, producidos por los cambios en aque-

178576



12.

llos parámetros a los cuales dichos coeficientes de variación son referidos, y a ser substancialmente prefijados para dos posiciones de dicho elemento de reactancia variable.

275

2 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizadas por un circuito selectivo según la reivindicación 1 en la cual dicho predeterminado valor de $\frac{d\omega}{\omega}$ es el mismo y en la cual las dos posiciones de dicho elemento de reactancia variable son así escogidos que $\left| \frac{d\omega}{\omega} \right|$ varía en una mínima cantidad de dicho predeterminado valor de $\frac{d\omega}{\omega}$ dentro de dicha banda.

280

3 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizados por un circuito selectivo según las reivindicaciones 1 y 2 que comprende una inductancia en derivación con una capacidad formada por una o más elementos de capacidad, en paralelo con dos capacidades conectadas en serie, cada una correspondiendo un elemento de capacidad o un grupo de elementos.

285

4 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizados por un circuito selectivo de frecuencia variable según la reivindicación 1 ó 2, llevando una capacidad en paralelo con una inductancia o grupo de elementos inductivos, en serie con dos inductancias conectadas en paralelo cada una comprendiendo un elemento inductivo o grupo de elementos inductivos.

290

5 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizados por un circuito selectivo según las reivindicaciones 3 ó 4 en la que una de dichas capacidades serie o de dichas inductancias conectadas en paralelo constituyen respectivamente el elemento de sintonía variable de la reivindicación 1.

295



300 6 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia varia-
ble caracterizadas por un circuito selectivo que lleva una inductan-
cia en derivación con una primera capacidad o grupo de elementos de
capacidad, en paralelo con la combinación serie formada por un conden-
sador variable y otra capacidad o grupo de elementos de capacidad, en
305 los cuales el coeficiente de temperatura de dicha primera capacidad
o grupo de capacidades y de la otra capacidad o grupo de ellas son se-
leccionados para que los cambios de la frecuencia de resonancia con
las variaciones de temperatura sean substancialmente nulas en dos fre-
-cuencias dentro de la banda cubierta por el principal condensador de
ajuste.

310 7 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable
caracterizados por un circuito selectivo de frecuencia formado por una
capacidad en derivación con la combinación de una primera inductancia
o grupo de inductancias, la cual está en serie con la combinación en
paralelo formada por una inductancia principal de sintonía y una induc-
tancia más o grupo de inductancias, en las cuales el coeficiente de tem-
peratura de dicha primera inductancia o grupo y de la otra inductancia
315 o grupo son escogidos de tal forma que los cambios de la frecuencia
de resonancia con las variaciones de temperatura sean substancialmente
nulas en dos frecuencias dentro de la banda cubierta por la inductan-
cia principal de ajuste.

320 8.- Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable ca-
racterizados por un circuito selectivo de frecuencia según las reivin-
dicaciones 6 ó 7 en las cuales dichos coeficientes de temperatura son
elegidos para dar una frecuencia proporcional de arrastre en un extre-
mo de la banda de sintonía, siendo casi igual pero de signo opuesto

178576



14.

a la desviación proporcional máxima dentro de la banda de sintonía.

325

9 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizados por un circuito selectivo según las reivindicaciones 6, 7 y 8 en el cual uno o más grupos de elementos de reactancias tienen para sus elementos valores parecidos y los conjuntos teniendo coeficientes de temperatura distintos y dispuestos para ser conectados en serie o paralelo de forma que el correcto o más correcto grupo de coeficientes de temperatura se pueda seleccionar sin alterar la capacidad de dicho grupo.

330

335

10 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia variable caracterizados por un circuito selectivo de frecuencia, que lleva una inductancia en derivación con un primer grupo de elementos de capacidad en paralelo con una combinación serie de un condensador principal variable de sintonía y además un grupo de elementos de capacidad, cada uno de estos grupos llevando condensadores variables gobernados por un mando único, en el que la variación proporcional de capacidad de cada uno de estos grupos debido al accionamiento de dicho mando y la elección debida de los condensadores fijos en cada uno de estos grupos, da para dos posiciones de dicho condensador principal de sintonía una desviación de frecuencia $\frac{dw}{w}$

340

345

11 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia caracterizados por un circuito selectivo según la reivindicación 10 la variación de capacidad del grupo es ajustada de forma que $\frac{dw}{w}$ en los dos extremos de la banda del condensador principal de ajuste difieran en un valor fijado en una cantidad igual y opuesta a la diferencia máxima de los valores que toman en los fines de la banda del condensador principal de ajuste.

350

178576



355 12 - Mejoras en circuitos selectivos caracterizados por un circuito selectivo según las reivindicaciones 10 ó 11 en el cual dicho primer grupo y otros grupos, cada uno comprende uno o más elementos de capacidad conectados en paralelo con la combinación serie de dicho condensador variable y otros elementos capacitativos.

360 13 - Mejoras en circuitos selectivos caracterizados por un circuito selectivo según la reivindicación 12 en el que dicho nuevo elemento de capacidad es un nuevo condensador variable adicional, estos condensadores que van uno en cada grupo son gobernados por un mando único, y así se puede obtener desviación de frecuencia debido al cambio de dicho mando.

365 14 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia caracterizados por un circuito selectivo según las reivindicaciones 10 ó 12 en el cual los coeficientes de temperatura de dichos condensadores variables adicionales son muy pequeños - menores que $5 \times 10^{-6} \mu F/\mu F/C^{\circ}$ - de forma que el ajuste de los coeficientes de temperatura de los restantes condensadores de cada uno de dichos grupos, se efectúa de la manera dicha en las reivindicaciones de 6 a 9 y son compensadas las variaciones de temperatura.

370 15 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia caracterizados por un circuito selectivo según cualquiera de las precedentes reivindicaciones para emplear como circuito en un oscilador local de un receptor superheterodino o cosa semejante.

375 16 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia caracterizados por un circuito selectivo de frecuencia según las reivindicaciones de 10 a 14, en el que los condensadores variables adicionales

178576



16.

gobernados por un mando único constituyen un medio para producir modulación de frecuencia en un oscilador al que se le conecta dicho circuito selectivo.

380

17 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia caracterizados por un circuito selectivo de frecuencia según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 16 en el cual uno o mas de dichos condensadores variables se reemplaza por un circuito de reactancia electrónica.

385

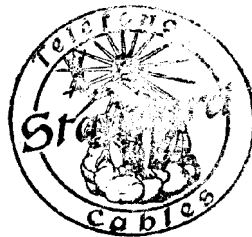
18 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencia caracterizados por un circuito selectivo según cualquiera de las precedentes reivindicaciones 11 a 14, 16 a 17 dispuesto para formar parte de un sistema de bases de tiempo o sistema de exploración para usar con el oscilógrafo de rayos catódicos, espectrómetros o cosa parecida.

390

19 - Mejoras en circuitos selectivos de frecuencias variables.

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

Esta Memoria consta de diez y seis hojas escritas por una sola cara.



Madrid, 20 JUN. 1947

STANDARD ELECTRICA, S. A.

Secretario General

178576

Hoja 1



FIG.1.

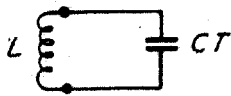


FIG.2.

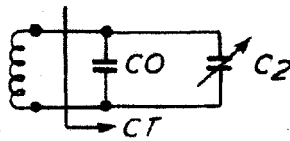


FIG.3.

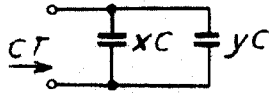


FIG.4.

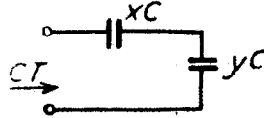


FIG.5.

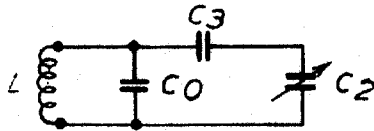
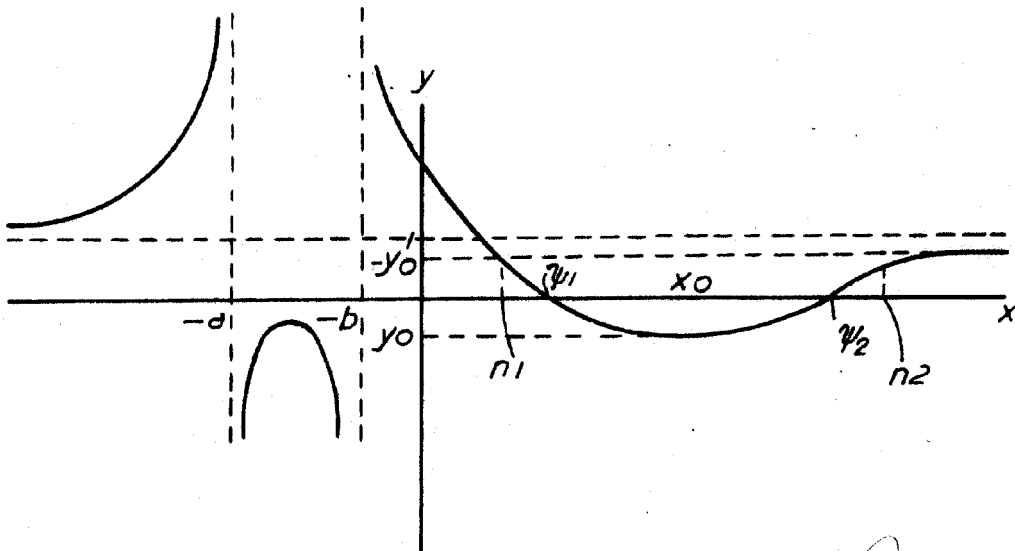


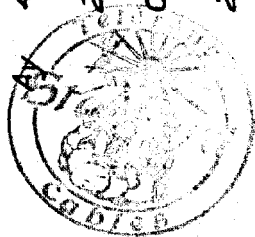
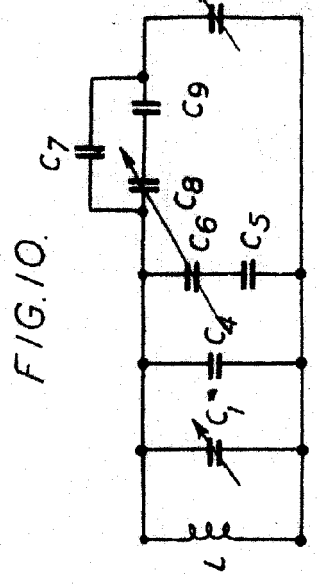
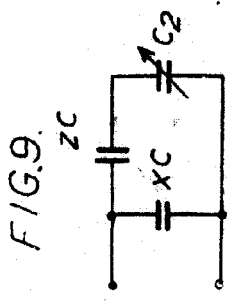
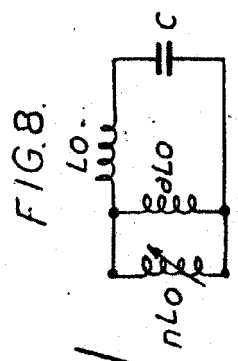
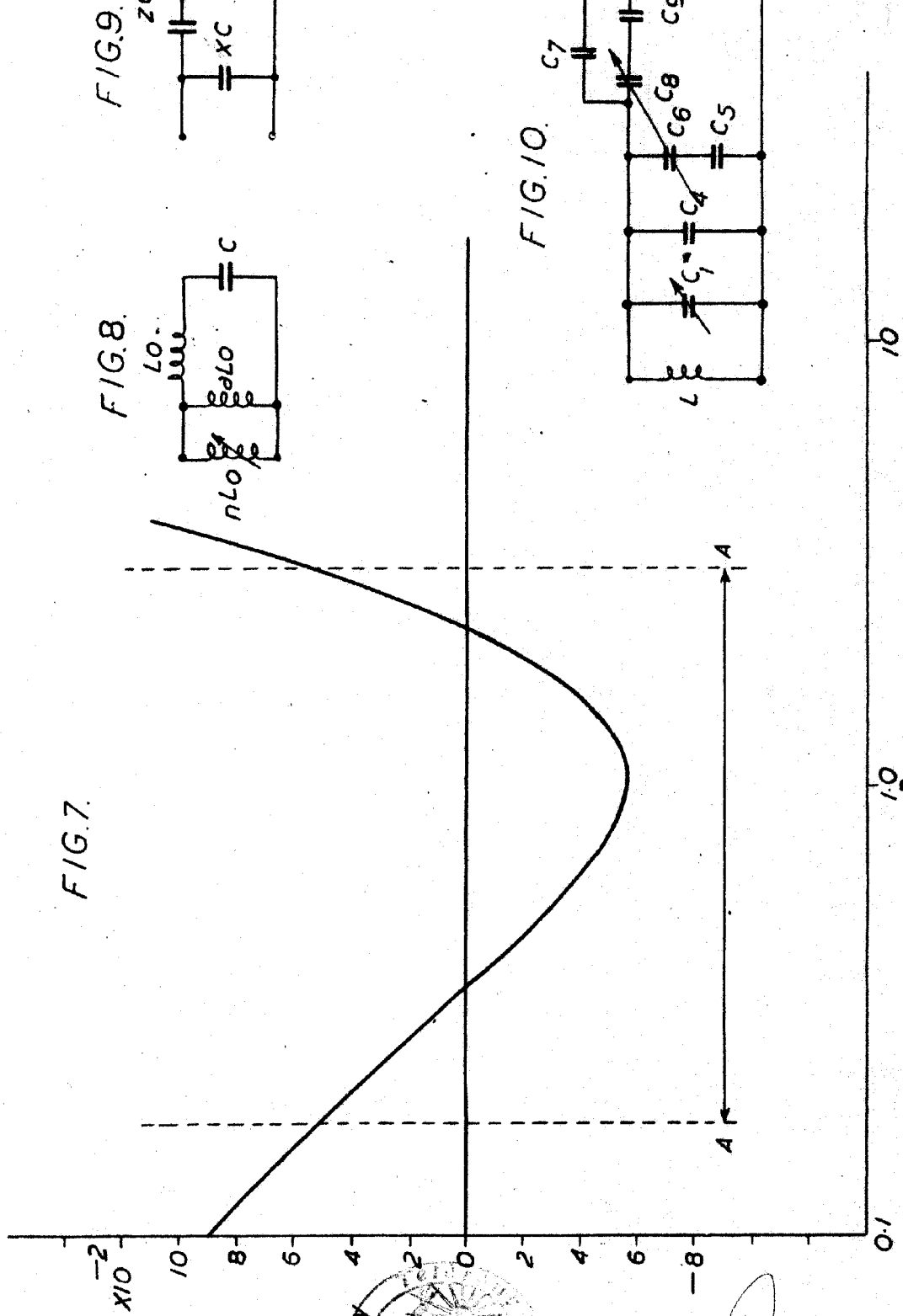
FIG.6.



STANDARD ELECTRICA, S. A.
[Signature]
Secretario General

178570

slupa 2



STANDARD ELECTRICA, S. A.
 Secretario General