



384224

R. Basard - M.R.J. Dalbera - M.J.T. Scheineder 5.3.4

384224

SECCION TECNICA
CLASIFICACION
CLASE 11.03
SUBCLASE B

MEMORIA DESCRIPTIVA PARA SOLICITAR PATENTE DE INTRODUCCION
EN ESPAÑA POR "MEJORAS EN OSCILADORES DE ALTA ESTABILIDAD
DE FASE" A NOMBRE DE STANDARD ELECTRICA, S.A., CON
DOMICILIO EN MADRID, CALLE DE RAMIREZ DE PRADO Nº 5.

Se refiere el presente invento a los osciladores con una alta estabilidad de fase y, más particularmente, a los osciladores de este tipo que pueden ser excitados de modo que se obtenga una oscilación que esté en una determinada relación de fase con respecto a una onda de referencia.

Un oscilador que tenga una alta estabilidad de fase y que pueda ser excitado con una relación de fase determinada con respecto a una señal de referencia de la misma frecuencia pero de corta duración mantiene la memoria de la fase de la señal de referencia. Estos osciladores, frecuentemente llamados "osciladores coherentes", son particularmente empleados en los radars Döppler de impulsos para mover la detección de blancos en presencia, ya sea de blan-

POOR
QUALITY

384224



2.

15 cos fijos o en movimiento. En estos sistemas los impulsos
transmitidos, de muy corta duración con respecto al período
de repetición, son generalmente producidos por un magnetrón
que comienza, a cada período de repetición, con una fase al
azar. Como el dato de la velocidad del blanco se obtiene
por una comparación de fases, dentro de cada período, entre
20 la onda transmitida y la onda recibida, es necesario que du
rante todo el período de repetición se mantenga la memoria
de la fase de la onda transmitida. Para ello se usa un osci
lador coherente bloqueado al final del período de repeti
ción y excitado al comienzo del período siguiente, al que
25 se aplica una fracción de la energía de salida del magne
trón.

En un oscilador la estabilidad de fase depende di
rectamente del valor del factor Q . Por otra parte, la condi
ción de oscilación (ganancia de la unidad) se obtiene usual
30 mente por medio de un elemento activo (tubo de vacío, tran
sistor) la ganancia del cual varía en razón inversa a la am
plitud de la señal de salida, de modo que la amplitud de la
oscilación se estabilice en un valor para el que la ganan
cia del bucle sea igual a la de la unidad. Ello se obtiene,
35 generalmente, actuando sobre el elemento activo en una zona
en la que la amplitud esté limitada por la saturación. Cuan
do se usa un transistor en un oscilador Hartley o Colpitts,
trabajando el transistor en saturación, amortigua el circui
to tanque produciendo una disminución de la estabilidad de
40 fase.

384224



3.

De acuerdo con el invento, los elementos activos se conectan de modo que actúen en la zona lineal y la función de limitación se asigna a elementos no lineales tales como diodos conectados de forma que no amortigüen el circuito tanque.

El objeto del presente invento es, por tanto, obtener un oscilador que posea una alta estabilidad de fase.

Otro objeto del presente invento es hacer que en este oscilador se haga sumamente rápido el acoplamiento de fase de la oscilación y de las señales de sincronización.

El invento se caracteriza por el hecho de que en un oscilador que comprende un amplificador, la entrada y salida del cual están conectadas a un elemento de selectividad de frecuencia, tal como un circuito tanque, dicho amplificador comprende dos transistores que trabajan en clase A, en que los valores de las impedancias de entrada y salida de dicho amplificador son elegidas de modo que el circuito tanque no sea amortiguado ("damped"), en que el circuito de carga conectado entre la salida del primer transistor y la entrada del segundo comprende un elemento no lineal constituido por dos diodos conectados en paralelo y en oposición, en que la ganancia del amplificador se establece de forma que, usando los diodos, ambos transistores trabajan en la parte lineal de su característica, en que dicho circuito de carga comprende también un elemento inductivo ajustable que permite una compensación del cambio de fase introducido por el amplificador y por el hecho de que se proveen medios pa-



384224

4.

70 ra bloquear y desbloquear el oscilador y para aplicar al mismo, en dicha última fase, una señal de la misma frecuencia que la frecuencia nominal, siendo elegida la amplitud de esta señal de modo que dicho oscilador arranque con una relación de fase dada respecto a dicha señal.

75 Otra característica del invento yace en el hecho de que en el circuito de polarización del segundo transistor se coloca un transistor de interrupción y en que éste está conectado de forma que dicho segundo transistor funcio-
ne normalmente en clase A cuando al mismo no se le aplique absolutamente ninguna señal de control y que quede saturado cuando se aplique al mismo un impulso de bloqueo, quedando
80 el circuito tanque sumamente amortiguado ("damped") y deteniéndose así la oscilación.

Las anteriores y otras características y objetos de este invento quedarán más claras con la descripción que sigue, la cual se da conjuntamente con el dibujo que se acompaña, en el que:
85

La Fig. 1 representa el esquema detallado del oscilador coherente activado de acuerdo con el invento, y

la Fig. 2 da la curva característica del diodo.

90 En la Fig. 1 se muestra el esquema detallado del oscilador activado de acuerdo con el invento, el cual comprende el elemento 20 que determina la frecuencia y el amplificador y circuito de realimentación 21.

En la Fig. 1 el elemento 20 se ha representado bajo la forma de un circuito tanque que comprende la inductan-

384224



5.

95 cia 22 y el condensador 23 pero es de comprender que este
elemento puede estar constituido por cualquier otro dispo-
sitivo que presente a la frecuencia de funcionamiento un al
to factor Q como, por ejemplo, un cristal de cuarzo. El am-
plificador 21 comprende los transistores NPN 24 y 25 en mon-
100 taje con base común, los cuales están conectados de forma
que constituyan un amplificador de dos etapas, cuyos termi-
nales de entrada y salida están indicados respectivamente
con los números 11 y 12. Estos dos transistores, que se ali-
mentan por un manantial de tensión + V con respecto a tierra
105 están polarizados en clase A por las resistencias 26 y 27
(para el transistor 24) y 28 y 29 (para el transistor 25).
Entre la base del transistor 25 y tierra hay conectado un
transistor de control 30 y supondremos que de momento no se
aplica ninguna señal a la entrada 13 conectada a su base a
110 través del condensador 45. En estas condiciones este transis-
tor se encuentra saturado por la tensión + V aplicada a tra-
vés de la resistencia 31 y su colector está prácticamente a
tierra.

El terminal de entrada 11 del amplificador 21 está
115 conectado al emisor del transistor 24 a través del condensa-
dor 33 y de la resistencia 32 que están en serie. Además,
entre el emisor de este transistor y la base hay una resis-
tencia 34. La carga del colector comprende, por una parte,
el inductor ajustable 35 conectado a la tensión + V y, por
120 otra parte, los diodos 36 y 37 conectados en paralelo y en
oposición y que se encuentran aislados con respecto al co-

384224



6.

lector, para la corriente continua, por el condensador 38. Este colector está también conectado al emisor del transistor 25 por intermedio del condensador 39 y de la resistencia 40 conectados en serie. La entrada 14, a la que se aplican las señales de activación o "señales de sincronización" y la salida 15, en la que se recogen las señales de salida del oscilador, están conectadas al emisor del transistor 25 por medio de las resistencias 41, 42 y 43. El colector de este transistor está conectado al manantial de tensión + V a través del inductor 22, proporcionando el condensador 44 el desacople de la batería.

Como la impedancia de salida del transistor 25 en montaje de base común es alta con respecto a la impedancia presentada por el circuito tanque 22-23 a la frecuencia de resonancia, la carga que el transistor 25 deja caer sobre este circuito 22-23 es muy baja. Por otra parte, el punto de conexión del conductor 11 con el inductor 22 y el valor de la resistencia 32 se eligen de forma que la baja impedancia de entrada del transistor 24 no constituya para el circuito 22-23 una carga sustancial. De esta forma, el circuito tanque mantiene en el funcionamiento un factor Q alto.

Como ya se vio anteriormente, la carga de colector del transistor 24 está constituida por la conexión en paralelo de los tres siguientes elementos:

- Diodos 36 y 37
- inductor 35

384224



7.

150 - resistencia 40 o impedancia de salida del transistor 25 conectada en serie (se pueden despreciar las resistencias 41, 42 y 43 conectadas en paralelo sobre esta impedancia, ya que su valor es alto con respecto a la impedancia de entrada del transistor 25).

155 Los diodos 36 y 37, que no están polarizados, actúan como resistencia variable respecto a la corriente alterna que pasa por ellos.

La Fig. 2 representa una curva de características del diodo en la que se da la caída de tensión V en sus terminales en relación con la corriente I_d que pasa por ellos. Si se consideran las corrientes I , $2I$, $3I$ y las correspondientes caídas de tensión V_1 , V_2 , V_3 , se ve que el valor de las relaciones $\frac{V_1}{I}$, $\frac{V_2}{2I}$, $\frac{V_3}{3I}$ disminuye cuando la corriente aumenta, es decir, que las resistencias equivalentes R_1 , R_2 , R_3 disminuyen. Así vemos que estos diodos, para las dos polaridades de la señal que aparecen en el colector del transistor 24, actúan de igual manera que una resistencia no lineal cuyo valor disminuya al aumentar la corriente. La resistencia total de carga de este transistor 24 varía así en razón inversa a la amplitud de la corriente alterna que entrega y el circuito 21 puede ser considerado como un amplificador cuya ganancia disminuye en razón inversa a la amplitud de la señal de entrada.

175 Los valores de los elementos fijos que constituyen la carga del transistor 24 se eligen de forma que la



384224

8.

estabilización de la amplitud de oscilación tenga lugar cuando los diodos trabajen en la curva de características que les corresponden. La tensión alterna sobre el colector del transistor 24 se estabiliza entonces en un valor inferior a la tensión de saturación del diodo. La señal de salida presenta una cierta distorsión debida a una limitación de pico pero ello tiene poca importancia ya que, como se ha visto anteriormente, el factor Q del circuito tanque 22-23 presenta un valor alto.

185 La señal de salida del oscilador se puede recoger en el terminal 15 conectado al punto común de las resistencias 42 y 43 pero, como se ha visto, contendrá entonces un cierto porcentaje de armónicos. Se puede obtener una señal de mejor forma tomando la señal de salida en el emisor del transistor 24.

190 El inductor variable 35, que es parte de la carga del transistor 24, permite ajustar el ángulo de fase entre las señales de entrada y salida 11 y 12 producido por los elementos capacitivos del amplificador (condensadores 33 y 39, capacidad de entrada y salida de los transistores 24 y 25, etc.) de forma que pueda anularse este ángulo de fase y que la frecuencia de oscilación del circuito venga determinada por la frecuencia de resonancia del circuito tanque 22-23.

200 En la descripción que se dio anteriormente en relación con las Figs. 1 y 2 se ha supuesto que no se aplicaba absolutamente ninguna señal a la entrada 13 y que el transistor 30 estaba saturado. Si se aplica a esta entrada un impuls

384224



9.

so negativo, el transistor 30 se bloquea y el transistor 25
es directamente polarizado por el manantial de tensión + V
205 a través de la resistencia 29 con lo que es fuertemente saturado. El circuito oscilante se carga entonces por un cierto número de elementos del amplificador y, en particular, por este transistor, quedando ampliamente amortiguado ("damped") y deteniéndose rápidamente las oscilaciones.

210 La señal de sincronización se aplica a la entrada 14 del amplificador 21 bajo la forma de una señal de c.a. de la misma frecuencia que la frecuencia de oscilación del circuito. La duración de esta señal es pequeña con respecto al intervalo de tiempo durante el cual actúa el oscilador y man
215 tiene la memoria de fase de dicha señal.

Es de hacer notar que, como dicho amplificador 21 tiene una constante de tiempo muy pequeña debida a la compensación de las capacitancias parásitas, el acoplamiento de fase de la señal es muy rápido.

220 Si bien los principios del invento se han descrito en relación con unas realizaciones específicas y unas modificaciones particulares de las mismas, deberá ser claramente entendido que esta descripción se hace únicamente a modo de ejemplo y no como una limitación de la finalidad del invento.

225 Particularmente, pueden usarse transistores del tipo PNP invirtiendo las polaridades del manantial de energía.

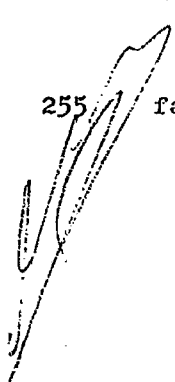
Este invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Francia el día 5 de Junio de 1.963, señalada con el N° PV 937 095.



----- NOTA -----

230 Los puntos de invención propia y no nueva pero no divulgada ni practicada en España que se presentan para que sean objeto de esta patente de diez años son los siguientes:

1. Mejoras en osciladores de alta estabilidad de fase caracterizadas por constituirse un oscilador de alta
235 estabilidad de fase que comprende: unos medios selectivos de frecuencia tales como un circuito tanque; medios de amplificación de la señal que comprenden un amplificador de transistores de dos etapas estando polarizados ambos transistores para funcionamiento en clase A; medios para acoplar
240 los terminales de entrada y salida de los medios selectivos de frecuencia, siendo tales dichos medios de acoplamiento y las impedancias de entrada y salida de dicho amplificador que el factor Q efectivo del circuito tanque permanezca alto; en el amplificador, unos primeros medios para limitar
245 la amplitud máxima de la señal de salida, comprendiendo dichos medios dos diodos en el circuito de carga del primer amplificador conectados de tal forma que se efectúe el recorte de ambas polaridades de la señal y unos segundos medios para controlar el ángulo de fase entre las señales de
250 entrada y salida de dicho amplificador, comprendiendo dichos medios un inductor ajustable conectado en paralelo con los diodos de recorte y estando ajustado de forma que dichas señales estén en fase.



255 2. Mejoras en osciladores de alta estabilidad de fase caracterizadas por un oscilador de alta estabilidad de



384224

11.

fase que comprende unos medios para controlar su funcionamiento, comprendiendo dichos medios un transistor de interrupción conectado en la red de polarización de base del segundo transistor del amplificador, de modo que dicho segundo transistor esté normalmente polarizado para funcionamiento en clase A y que cuando se aplique una señal de bloqueo al hilo de entrada de dicho transistor de interrupción éste se sature y cargue fuertemente el circuito tanque, con lo que él mismo deje de oscilar; unos medios para generar, a intervalos regulares que definan los períodos de repetición del sistema, una señal de bloqueo de corta duración en comparación con la del mencionado período de repetición; unos medios para la aplicación al final de cada señal de bloqueo de unas señales de sincronización al conductor de entrada del segundo transistor del amplificador, teniendo dichas señales la misma frecuencia que las entregadas por el oscilador y siendo aplicadas durante un intervalo de tiempo corto en comparación con el del período de repetición de modo que el oscilador arranque en fase con dichas señales y mantenga la memoria de fase de las mismas durante su tiempo de trabajo.

3. Mejoras en osciladores de alta estabilidad de fase.

384224

384224

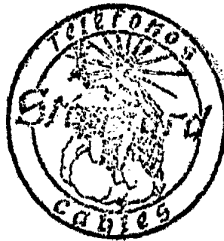


12.

280 Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en el dibujo que se acompaña y a los fines especificados.

Esta Memoria consta de 12 hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 3 OCT. 1970



Eugenio Barroso
EUGENIO BARROSO
Secretario General



38422A

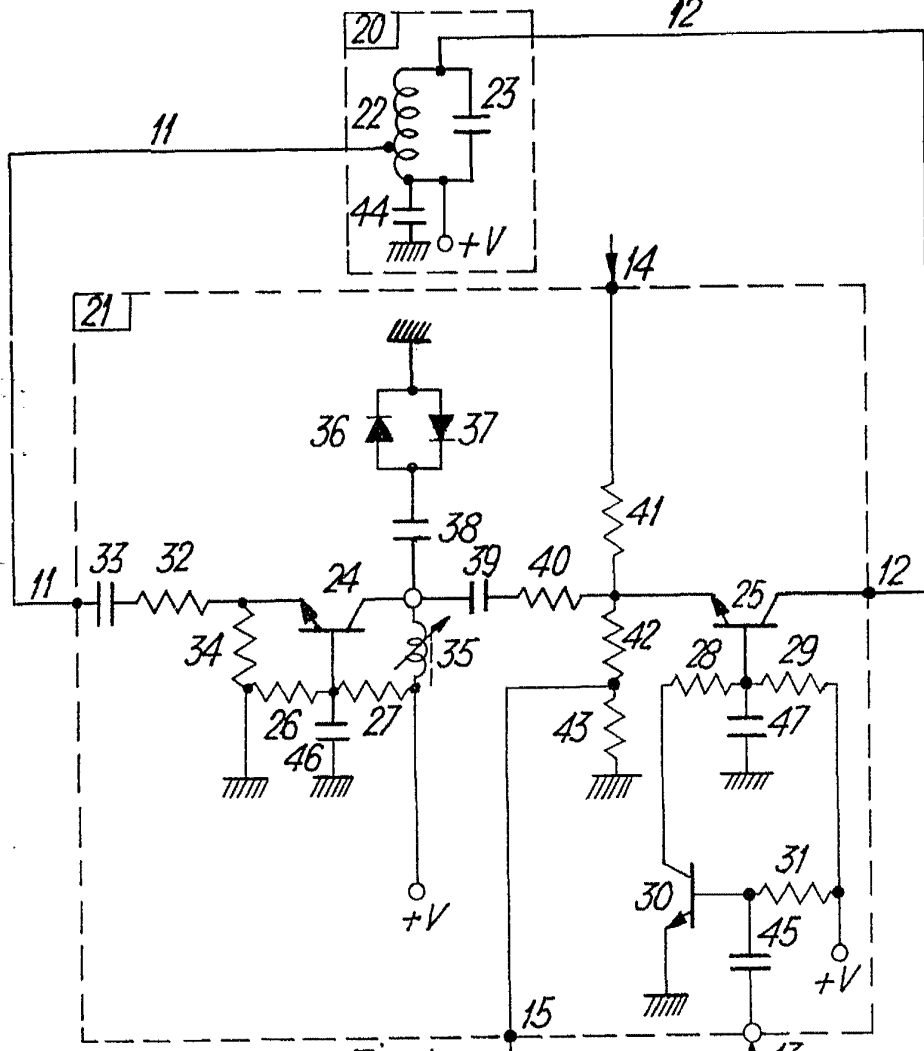


Fig. 1.

31 OCT 1973

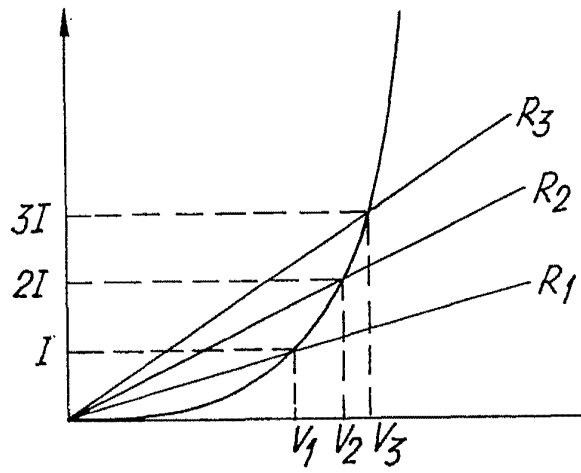


Fig. 2.

Handwritten signature