

435625 14 MAYO 1975

P.- 59.965

PHD 74-053 Spain

HK/MC

Int. Cl.: H03J 3/24

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCION

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad holandesa

establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UNA DISPOSICION DE CIRCUITO PARA SINTONIZAR Y CAMBIAR
DE BANDA UN CIRCUITO RESONANTE DE RADIOFRECUENCIA"
(Clase Internacional H03J)

5-5-75

- 1 -

Esta invención se refiere a una disposición de circuito para sintonizar y conmutar el margen o banda de un circuito resonante de radiofrecuencia (RF), por ejemplo, en un sintonizador de un receptor de televisión, que comprende un diodo de capacidad variable que se puede controlar por medio de un voltaje o tensión de sintonización para sintonizar el circuito resonante, y un diodo de conmutación controlable por medio de un voltaje de conmutación y parte de corto-circuito de la inductancia del circuito resonante para cambiar o conmutar el margen de onda y un generador de tensión o voltaje de conmutación controlado por el voltaje de sintonización y que genera el voltaje de conmutación para el diodo de conmutación.

Las operaciones conocidas hasta ahora para la conmutación de margen o banda en sistemas selectores de canal en receptores de televisión son conocidos por la bibliografía, entre otros, "Funkschau", de 1.972, número 8, páginas 249 a 252, y de la solicitud de patente alemana publicada, número 2.116.901. Tales circuitos de conmutación están basados en el siguiente principio:

El sintonizador o los sintonizadores están dispuestos de tal manera que se efectúa una división, por ejemplo en el margen de muy alta frecuencia (VHF) en la banda I y en la banda III, desde una entrada de antena en la

etapa inicial. Subsiguientemente se efectúa amplificacio-
nes separadas en la banda I y en la banda III, seguidas
por un filtrado separado hasta que, finalmente, las seña-
les se aplican a las pertinentes etapas mezcladoras, y
5 la señal de IF para la banda III o la banda I se pueden
derivar de la salida de estas etapas mezcladoras o del sin-
tonizador de UHF, que está en general dispuesto separada-
mente.

En la solicitud de patente alemana publicada,
10 número 2.116.901, la anteriormente mencionada conmutación
de margen se obtiene satisfaciendo las condiciones de osci-
lación, con dependencia de la tensión de sintonización, de
diferentes maneras. Es cierto que esto da lugar a una se-
paración, pero en este caso las etapas del preamplificador
15 de RF continúan funcionando y esto puede conducir a produc-
tos de modulación no deseados debido a transmisores de fuer-
te interferencia (por ejemplo, FM, mobilofon, etc) que ocu-
rren posiblemente en los márgenes intermedios.

Se sabe también conmutar o cambiar las etapas
20 preliminares, es decir, los circuitos resonantes de RF pre-
sentes en estas etapas. Se sabe también corto-circuitar la
bobina del margen de onda, lo que no es necesario, por me-
dio de un conmutador. En la solicitud de patente alemana
publicada número 1.791.222, se describe una disposición de
25 circuito para sintonización, en la que, con dependencia de

la tensión de sintonización, los diodos que están conectados en paralelo con los circuitos resonantes se conmutan en el sentido de paso a diferentes potenciales de este voltaje de sintonización, de manera que los circuitos resonantes o las bobinas de circuitos resonantes del margen de onda pertinente están en corto-circuito.

Un circuito resonante eléctrico con una frecuencia resonante que se puede cambiar electrónicamente se conoce de la solicitud de patente alemana publicada, número 2.134.466. Aquí la trayectoria de colector-emisor de un transistor está conectada con respecto a la corriente continua en paralelo con el diodo, y la base del transistor es activada por una tensión pulsatoria. Un circuito completo para cambiar un sintonizador para un receptor de televisión se describe en la memoria de la patente norteamericana número 3.646.450. Aquí se describe en principio un conmutador electrónico para los circuitos resonantes, a saber, para el circuito amplificador de entrada, el circuito amplificador de salida, el circuito mezclador y el circuito oscilatorio. Todos los circuitos resonantes incluyen un diodo de sincronización de capacidad variable, adicionalmente denominado diodo de capacidad variable. Este diodo de capacidad variable está conectado, a través de las bobinas del circuito resonante, al punto de referencia común por un lado, así, por ejemplo, en este caso a masa. El

otro lado del diodo de capacidad variable está conectado a una toma de un potenciómetro, cuya toma está conectada a la tensión directa de sintonización. Esta tensión de sintonización puede así cambiar desde + 2V a + 30V. El
5 circuito conocido es como sigue:

La bobina de inductancia del circuito resonante está dividido en dos bobinas parciales, una de las cuales está derivada por un diodo de conmutación. Asimismo en este caso, según se describe más arriba, el diodo de conmutación está previsto con la finalidad de interconectar
10 este diodo con dependencia de la tensión de sintonización y con la finalidad de poner en corto-circuito una bobina de margen de onda, es decir, una bobina parcial, de manera que se realice una conmutación o cambio de margen de onda.

15 La esencia de esta memoria de la patente de los Estados Unidos número 3.646.450 es la disposición de circuito para conmutar estos diodos de conmutación. Sus ánodos están conectados a un transistor de conmutación que se pone al corte a tensiones de sintonización bajas y, por esta razón,
20 todos los diodos de conmutación están en la región de corte a tensiones bajas de corriente continua de sintonización. Solamente cuando se alcanza una cierta tensión de sintonización, por ejemplo de 13 V, conecta el transistor de conmutación una tensión positiva, directamente a los
25 diodos de conmutación que están conmutados en la región de

paso. Los transistores de conmutación en el circuito de corriente continua son excitados por un segundo transistor que se puede denominar transistor excitador o activador. Este transistor activador se combina con otro tercer transistor para un circuito amplificador diferencial, y esto de tal manera que, para un umbral de tensión determinado, previamente establecido por las resistencias, es decir, a una tensión de corriente continua muy determinada, lo que a su vez significa una tensión de sintonización muy determinada, se alcanza esta tensión de umbral. Cuando se alcanza este valor de umbral, el tercer transistor antes mencionado, que es normalmente activado a tensiones bajas de sintonización en la región de paso, se pone al corte y se interconecta el transistor activador antes citado. El circuito de colector de este transistor tiene una resistencia de colector situada en el circuito de emisor-base del transistor de conmutación. Cuando ocurre una caída de tensión en esta resistencia de colector, el transistor de conmutación puede ser interconectado bruscamente y actuar con ello a los diodos de conmutación. La invención está basada principalmente en esta técnica anteriormente mencionada, de acuerdo por lo tanto con la memoria de la patente norteamericana número 3.646.450.

La figura 2 de la memoria de la patente norteamericana número 3.646.450 muestra, según se ha descrito

anteriormente, un cambio o conmutación de los circuitos resonantes mediante la puesta en corto-circuito parcial de bobinas de inductancia al alcanzarse un cierto valor de umbral, es decir, al alcanzarse un cierto valor de tensión de corriente continua de la tensión de sintonización. Sin embargo, esta tensión de sintonización es siempre aproximadamente igual a la tensión existente en los diodos de capacidad variable. Por lo tanto, los diodos de capacidad variables son activados en el margen de frecuencias inferior o en la banda de frecuencias inferior en una región característica que muestra parcialmente una gran inclinación, en tanto que la inclinación del margen de frecuencias superior es considerablemente menor. Esta desventaja ha de evitarse.

En una disposición de circuito de conmutación o cambio del tipo descrito anteriormente, la invención proporciona una solución, según se describe en la reivindicación primera. Cuando se utiliza la invención, se puede utilizar toda la inclinación de los diodos en cada margen, lo que tiene ventajas considerables debido a que sin esta inclinación no se pueden sintonizar en absoluto las bandas o regiones de frecuencias deseadas con el diodo disponible de capacidad variable. Además, la capacidad de conmutación o la capacidad de dispersión existente en cada circuito resonante de RF tiene mucha menor influencia sobre

las condiciones del circuito resonante.

En los dibujos se muestran realizaciones de acuerdo con la invención y se describirán con más detalle en lo que sigue.

5 La figura 1 muestra un denominado circuito de base para un sintonizador de VHF de acuerdo con la invención;

La figura 2 muestra una realización de un generador de tensión de conmutación para la disposición de
10 circuito de la figura 1;

La figura 3 muestra un circuito de base para un sintonizador combinado de UHF-VHF de acuerdo con la invención;

Las figuras 4 y 5 muestran realizaciones de un
15 generador de tensión de conmutación para la disposición de circuito según la figura 3;

La figura 6 muestra, en un gráfico, la tensión de ánodo de los diodos de sintonización, dependiente de la tensión de sintonización;

20 La figura 7 muestra un gráfico de la tensión de bloqueo de diodo de los diodos de sintonización, dependiente de la tensión de sintonización;

La figura 8 muestra un generador de tensión de conmutación para obtener la tensión de conmutación de la
25 tensión o tensiones del oscilador.

En la figura 1 la referencia TRO designa el transistor de entrada o el transistor de la etapa preliminar de un sintonizador de VHF de un receptor de televisión. La señal de entrada que llega por la antena y que
5 pasa a través de un filtro de entrada está disponible en los terminales 1. La base del transistor TRO está conectada a través de C1, un condensador relativamente grande de, por ejemplo, 1.000 pF, al punto de referencia común, en este caso, a masa. La tensión de control UR para el control de ganancia automático se aplica a través
10 de una resistencia al transistor TRO. Una bobina de reactancia Dr cierra el circuito de corriente continua de colector con respecto a masa. El siguiente filtro o, respectivamente, los siguientes circuitos resonantes de RF es o están acoplados, a través de un condensador CK, con
15 el transistor de entrada TRO. Los mismos consisten en bobinas inductoras LI para la banda I y LIII para la banda III y en diodos de sintonización, es decir, diodos D1 y D2 de capacidad variable, cuyas capacidades se pueden
20 cambiar mediante la tensión de sintonización UA a través de una resistencia R4 de aproximadamente 39 kOhm. Un condensador C2 tiene un valor de, por ejemplo, 1.000 pF y conecta un extremo de los diodos D1 y D2 de capacidad variable a masa. Mientras que el acoplamiento de entrada
25 da en estos circuitos resonantes de RF puede tener lu-

gar a través del condensador CK, que puede ser del orden de 2,2 pF, el acoplamiento de salida se efectúa para la banda I a través de un condensador C4 de aproximadamente 3,9 pF y en la banda III a través de un condensador C5 de, por ejemplo, 1,5 pF. Para el cambio de las bandas se disponen otros dos diodos D3 y D4 en el circuito resonante de RF, los cuales se conectan, a través de una bobina de acoplamiento común LKIII, a una conexión de corriente continua USI y, a través de las bobinas LI de banda y una bobina de acoplamiento común LKI y una resistencia R9 de, por ejemplo, 2,7 kohm, a masa.

Cuando los diodos D3 y D4 están en la región o zona de bloqueo, las bobinas de banda LI y LIII son conjuntamente activas y cuando se sintonizan los diodos D1 y D2 de capacidad variable, se efectúa la sintonización en la banda I. Por otra parte, con los diodos D3 y D4 en la región de paso, sólo son activas las bobinas de banda LIII y se efectúa la sintonización en la banda III con los diodos de capacidad variable.

La figura 2 muestra el generador de tensión de conmutación o cambio para la disposición de circuito de la figura 1. El mismo contiene un transistor TR2 con un divisor de potencial de base R1 - R2 y una resistencia de colector R3 y un segundo transistor TR1 con una resistencia de colector R5. En este caso, el colector, desig-

nado por USI de TR1, sirve para la conexión al terminal USI de la figura 1. Para pequeñas tensiones de sintonización, el transistor TR2 está al corte y el transistor TR1 está conduciendo. Así, esto se aplica, por ejemplo, a
5 una tensión de sintonización UA menor de 6 V. Como consecuencia, los ánodos de los diodos de conmutación D3 y D4 se conectan a masa a través de la bobina de acoplamiento común LKIII y el circuito de colector-emisor del transistor TR1. Los cátodos de los diodos de conmutación D3
10 y D4 están conectados a masa a través de las bobinas de banda LI, la bobina de acoplamiento común LKI y la resistencia R9. Debido al umbral de tensión interna de 0,7 V, están bloqueados los diodos de conmutación D3 y D4. Como se ha descrito ya en lo que antecede, las bobinas de banda LI y LIII son de este modo activas conjuntamente y la
15 sintonización se efectúa dentro de la banda I. El extremo superior de la resistencia R9 y los ánodos de los diodos de conmutación D3 y D4 se conectan así a masa y a 0 V, respectivamente.

20 De este modo, un cambio a la banda III debe causar una interconexión de los diodos de conmutación y, por lo tanto, un corto-circuito de las bobinas de banda LI. Esto se efectúa en la disposición de circuito de acuerdo con la invención del modo siguiente:

25 Cuando los valores de las resistencias son los

siguientes:

R1, aproximadamente 56 kohm

R2, aproximadamente 470 kohm

R3, aproximadamente 10 kohm

5 R5, aproximadamente 1 kohm

y cuando las polarizaciones UV, según se muestran en la figura 2, en la resistencia R5, igual a + 8V y, en la resistencia R3, igual + 12V, el transistor se interconecta cuando la tensión de sintonización UA rebasa el valor de + 6V, es decir, TR2 se hace conductor. Este transistor activador TR2 lleva al transistor de conmutación TR1 a su estado de corte. Entonces fluye una corriente desde el manantial de tensión de polarización de + 8V, a través de la resistencia R5 y del terminal USI, la bobina de acoplamiento común LKIII y los dos diodos de conmutación D3 y D4, a través de las bobinas de banda LI y la bobina de acoplamiento común LKI y la resistencia R9, a masa. De este modo, cuando la resistencia R5 tiene un valor de 1 kohm y R9, según se ha indicado anteriormente, tiene un valor de aproximadamente 2,7 kohm y cuando la tensión de polarización es de + 8 V y las tensiones de paso en los diodos de conmutación D3 y D4 son de aproximadamente 0,6 V, la corriente a través de la resistencia R9 es de aproximadamente 2 mA. Se puede calcular entonces fácilmente que la toma superior en la resistencia R9 cambia de 0 V a 5,4 V.

10

15

20

25

Como se sabe generalmente, un circuito de corriente continua se ha de bloquear con respecto a las tensiones de RF. A este fin, se dispone el condensador T8, que puede tener un valor de aproximadamente 1.000 pF. De la misma manera, la resistencia R9, que es sólo esencial para el circuito de corriente continua, se deriva igualmente mediante un condensador C9. Este condensador puede tener igualmente un valor de 1.000 pF.

La figura 3 muestra una forma adicional de la disposición de circuito de la figura 1 para un sintonizador combinado para dos bandas en el margen de VHF y para una banda en el margen de UHF. Los componentes de la figura 3 que tienen los mismos números de referencia que en la figura 1 tienen las mismas funciones. Es evidente que en la figura 3 existen bobinas adicionales LU para el margen de UHF y además diodos de conmutación adicionales D5 y D6 que conducen a una bobina de acoplamiento común para el margen de UHF designada por LKU y conectada a masa en la unión con un condensador C7 del orden de aproximadamente 1.000 pF. Sin embargo, puesto que debe tener lugar una conmutación o cambio adicional, están previstos dos diodos de conmutación adicionales D5 y D6. Los puntos de conexión asociados para el generador de tensión de conmutación se designan por USU y USIII, y los generadores asociados de tensión de conmutación se muestran en las figu-

ras 4 y 5. De acuerdo con la figura 2, estos circuitos según la figura 4 y la figura 5 consisten igualmente en dos transistores. Las resistencias R_U y R₁₁ tienen, cada una, un valor de aproximadamente 1 kohm, en tanto que las resistencias R₇ y R₁₄ tienen cada una un valor de 10 kohm, La resistencia R₁₀ y R₁₆ aproximadamente 470 kohm cada una, la resistencia R₈ aproximadamente 27 kohm y la resistencia R₁₅ aproximadamente 56 kohm.

Aunque en la figura 2 se aplicó la tensión de sintonización a través de R₂, esto se efectúa en la figura 4 a través de la resistencia R₁₀ y en la figura 5 a través de la resistencia R₁₆. Además, el funcionamiento es el mismo que en la figura 1 y en la figura 2 y por lo tanto como sigue:

De manera análoga que para el transistor TR₁ de la figura 2, las etapas inversoras de fase con los transistores activadores TR₄ y TR₆ se disponen antes de los transistores de conmutación TR₃ y TR₅. Esto resulta del hecho de que los transistores, a saber, los transistores de conmutación TR₃ y TR₅, conducen a bajas tensiones de sintonización U_A y están al corte a tensiones de sintonización mayores, en tanto que los diodos de conmutación D₅ y D₆ que tienen la misma polaridad que los diodos de conmutación D₃ y D₄ están previstos en los circuitos de RF.

El funcionamiento es como sigue:

Cuando la tensión de sintonización UA es menor que 6 V, los transistores activadores TR4 y TR6 están al corte y los transistores de conmutación TR3 y TR5 están conduciendo. Como consecuencia, los puntos de conmutación USIII y USU y, por lo tanto, los ánodos de todos los diodos de conmutación D3, D4, D5 y D6 están conectados a masa. Los cátodos de estos diodos están conectados al potencial de masa a través de la resistencia R9, que es así común para todos los diodos. Todos los diodos de conmutación se bloquean debido al umbral de tensión interna de 0,7 V. El extremo superior de R9 y, por lo tanto, los ánodos de los diodos de sintonización D1 y D2, están a 0 V.

Un cambio a la banda III de UHF se efectúa cuando la tensión de sintonización recibe valores comprendidos entre 6 y 12 V. En realidad, el transistor activador TR6 se pone entonces en conducción, con el resultado de que el transistor de conmutación TR5 se pone al corte. Como ya se ha descrito en relación con la figura 2, puede fluir entonces una corriente a masa desde el manantial de tensión de polarización de + 8 V, en este caso a través de la resistencia R11 y a través de los diodos de conmutación D3 y D4, por las bobinas de banda LI y por la bobina de acoplamiento común LKI y la resistencia común R9. De este modo, cuando la tensión de sintonización UA reba-

25

sa el valor de ± 6 V, no sólo están interconectados los diodos de conmutación D3 y D4 y, como consecuencia, están en corto-circuito las bobinas de banda LI, sino que también el extremo superior de la resistencia R9 y, por lo tanto, la tensión de ánodo en la capacidad variable de los diodos, cambia a aproximadamente 5,4 V, según se muestra en el gráfico de la figura 6 para el valor de tensión de sintonización $U_A = 6$ V.

Cuando la tensión de sintonización excede del valor ± 12 V, se efectúa un cambio a UHF. La tensión de sintonización en la resistencia R10 de la figura 4 alcanza entonces un valor que pone el transistor activador TR4 en su estado de conducción y esto hace que se ponga al corte el transistor TR3 de conmutación. Entonces puede fluir una corriente a masa desde el manantial de polarización UV de ± 16 V a través de la resistencia RU, a través del terminal USU, la bobina de acoplamiento común LKU y los dos diodos de conmutación D5 y D6, a través de las bobinas de banda LIII y LI y la bobina de acoplamiento común LKI y la resistencia R9. Como consecuencia, aumenta adicionalmente la tensión en la resistencia R9 a un valor de $\pm 11,25$ V, como se muestra también en la figura 6. La corriente que fluye a través de RU y de los diodos de conmutación D5 y D6 y a través de la resistencia R9, se puede alcanzar con las resistencias mencionadas y es de apro-

ximadamente 4,17 mA, de manera que se obtiene la tensión antes citada en R9, de aproximadamente 11,25 V.

Cuando se cambia a UHF, como en el caso de tensiones de sintonización de más de 12 V, no sólo están interconectados los diodos de conmutación D5 y D6 de manera que están en corto-circuito las bobinas de banda LIII sino que también la tensión en la resistencia R9 y, como consecuencia, en los ánodos de los diodos de capacidad variable D1 y D2, se incrementan hasta 11,25 V. Sin embargo, puesto que la tensión en R9 es mayor que la tensión en R11 los diodos de conmutación D3 y D4 están igualmente bloqueados. Esto no es esencial para el funcionamiento debido a que un corto-circuito de las bobinas de banda LI se realiza también por los diodos de conmutación D5 y D6.

El gráfico de la figura 6 muestra la tensión de ánodo de los diodos de sintonización D1 y D2, a saber, la tensión de ánodo relativa al punto de referencia común. La tensión directamente presente entre el cátodo y el ánodo de este diodo es activa en los diodos de capacidad variable D1 y D2 y esta tensión se puede denominar tensión de bloqueo USD de diodos o tensión de diodos de capacidad variable. Esta tensión, que es decisiva para la sintonización, muestra una variación completamente diferente de la tensión de la figura 6 y esta variación di-

ferente se muestra en la figura 7. Siempre que se conmuta un nuevo margen o banda, la tensión activa disminuye, disminuyendo por lo tanto la tensión de bloqueo de diodos hasta aproximadamente 0 V y aumentando desde ese punto para obtener un tipo de tensión en diente de sierra. Esta manera de conducir la tensión es el punto principal de la invención. La ventaja consiste en que la capacitancia activa de los diodos de capacidad variable para cada margen de recepción se utiliza en regiones de cambio mucho mayores, es decir, en las regiones que tienen la inclinación máxima, donde la inclinación es igual a la variación de la capacitancia como función de la tensión de sintonización.

Las etapas antes citadas se representan en las figuras 1 y 3 para un filtro de pasabanda que está dispuesto entre la etapa de entrada y la etapa mezcladora. De la misma manera, la invención se puede utilizar alternativamente cuando el filtro incluye sólo un diodo de capacidad variable. La invención es así adecuada también para circuitos que están designados como circuito preliminar o como circuito oscilatorio.

Se ha de observar que el acoplamiento de salida del canal de UHF se puede efectuar a través del condensador C6, que puede tener un valor del orden de 1 pF. La etapa mezcladora está conectada a estos puntos, por

ejemplo los puntos de conexión según la figura 1 para la banda I están de acuerdo con el punto D según la solicitud de patente alemana publicada número 2.116.901 y el punto de conexión para la banda III de la figura 1 está de acuerdo con el punto A según la solicitud de patente alemana publicada número 2.116.901. En lo que se refiere a los puntos de conexión de la banda I, la Banda III de la figura 3, se aplica lo mismo que se ha indicado con referencia a la figura 1, pero en este caso existe también una conexión de UHF que está unida al punto correspondiente de acuerdo con la solicitud de patente alemana anterior P 2261395.2.

Otra posibilidad consiste en que las tensiones de conmutación para los diodos que operan como conmutadores se obtienen de la tensión del oscilador. Dicho generador de tensión de conmutación se muestra en la figura 8. Aquí los circuitos resonantes conocidos para la banda I de margen VHF y la banda III de margen VHF se prevén con referencias adicionales, a saber, el circuito resonante para la banda I consistente en la bobina LOI y el condensador COI está dispuesto entre un condensador de acoplamiento CKO1 y el punto de referencia común, y el circuito resonante para el margen III consistente en una bobina LOIII y un condensador COIII está dispuesto entre un condensador de acoplamiento CKO2 y el punto de

referencia común.

En la disposición de circuito de acuerdo con la figura 8 el punto de partida es una disposición de circuito como la descrita en la solicitud de patente alemana publicada, número 2.116.901.

Para el margen I el acoplamiento de salida se efectúa en 21, para el margen o la banda III se efectúa en 22. Los componentes tienen los siguientes datos técnicos:

transistor TR7 y TR8, por ejemplo del tipo BC238,
condensador C10, aproximadamente 1 pF, C11 aproximadamente 2 pF, C12 aproximadamente 2 pF y las resistencias R10 aproximadamente 10 kohm, R21 aproximadamente 3,9 kohm, R22 aproximadamente 27 kohm, R23 aproximadamente 470 kohm, R24 aproximadamente 10 kohm, R25 aproximadamente 5,7 kohm, R26 aproximadamente 5,6 kohm, R27 aproximadamente 27 kohm, R28 aproximadamente 470 kohm, R29 aproximadamente 100 kohm. El diodo D7 puede ser, por ejemplo, del tipo OA 90. Las salidas de la disposición de circuito están designadas por USIII y USU y están conectadas a las conexiones correspondientes de la figura 2.

El funcionamiento de la disposición de circuito de acuerdo con la figura 8 es como sigue:

En caso de oscilación en el margen de UHF, los

5 circuitos resonantes LOI y LOIII están exentos de tensión. Los transistores TR7 y TR8 no conducen corriente. Los electrodos de base de estos transistores reciben una tensión positiva a través del divisor de potencial R22 - R23 y R27 - R28, pero estas tensiones de base son insuficientes para rebasar el valor interno de umbral de base-emisor de los transistores. Puesto que los transistores no conducen corriente, sus tensiones de colector son elevadas (USIII = + 8 V, USU = + 16 V).

10 En caso de oscilación en la banda III, el diodo de emisor-base del transistor TR8 opera como un rectificador para la tensión de oscilador presente en el circuito resonante LOIII. La componente de corriente continua que fluye a través de R29, TR8 y R26 hace que la
15 tensión en el terminal USU disminuya hasta aproximadamente 0 V. En caso de oscilación en la banda I, la tensión del oscilador en el circuito LOI es rectificadada del mismo modo por el transistor TR7, de manera que la tensión en el terminal USII se reduce hasta aproximadamente 0 V.
20 Además, se efectúa una rectificación mediante el diodo D7. La corriente continua resultante a través de R29, TR8, R25, D7 y R20, en tanto que la tensión de salida USU es también baja.

25 Para los transistores utilizados se puede usar el tipo BC 238, el tipo BB 105 para los diodos de capa-

ciudad variable, el tipo OA 91 para el diodo D7 y el tipo BA 182 para los diodos de conmutación D3, D4, D5 y D6.

Esta solicitud que corresponde a la presentada en la República Federal Alemana, el 16 de Marzo de 1974, bajo el Nº P 24 12 689.4, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

10

REIVINDICACIONES

15

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta solicitud de Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los que se recogen en las reivindicaciones siguientes:

1ª.- Una disposición de circuito para sintonizar y cambiar de banda un circuito resonante de radiofrecuencia, por ejemplo en un sintonizador de un receptor de televisión, que comprende un diodo de capacidad variable que se puede controlar por medio de una tensión de

25

sintonización para sintonizar el circuito resonante, y un diodo de conmutación controlable por una tensión de conmutación y parte de cortocircuito de la bobina inductora del circuito resonante para conmutación o cambio de
5 margen y un generador de tensión de conmutación controlado por la tensión de sintonización y que genera la tensión de conmutación para el diodo de conmutación, caracterizada por el hecho de que se aplica una tensión de reposición derivada de la tensión de conmutación, además
10 de la tensión de sintonización, al diodo de capacidad variable, cuya tensión de reposición restablece la tensión en el diodo de capacidad variable a aproximadamente 0 V cuando se conmuta un nuevo margen.

2ª.- Una disposición de circuito según la reivindicación 1ª, en la que el diodo de capacidad variable y el diodo de conmutación tienen cada uno un primer electrodo y un segundo electrodo y la tensión de sintonización se aplica al primer electrodo del diodo de capacidad variable y la tensión de conmutación al primer electrodo del diodo de conmutación, caracterizada por una resistencia conectada con respecto a la corriente continua
15 al segundo electrodo del diodo de conmutación, a través de cuyo electrodo se ajusta la tensión de reposición, y por una conexión conectada con respecto a la corriente
20 continua entre dicha resistencia y el segundo electrodo
25

del diodo de capacidad variable, a través de cuya conexión se aplica la tensión de reposición al diodo de capacidad variable.

3ª.- Una disposición de circuito según la reivindicación 1ª o la 2ª para sintonizar y conmutar un circuito resonante de RF en al menos tres márgenes de frecuencia, caracterizada por un generador de tensión de conmutación para generar una primera tensión de conmutación para un primer diodo de conmutación que cambia el circuito resonante de RF desde un primer a un segundo margen de frecuencias y para generar una segunda tensión de conmutación para un segundo diodo de conmutación que cambia el circuito resonante de RF desde un segundo a un tercer margen de frecuencias, caracterizada porque una tensión de reposición derivada de las dos tensiones de conmutación se aplica al diodo de capacidad variable, cuya tensión de reposición reduce la tensión a través del diodo de capacidad variable hasta aproximadamente 0 V, tanto cuando se cambia desde el primero al segundo margen de frecuencias como cuando se cambia del segundo al tercero margen de frecuencias.

4ª.- Una disposición de circuito según las reivindicaciones 1ª, 2ª o 3ª para utilizar en un sintonizador con un oscilador controlado por la tensión de sintonización, caracterizada por un generador de tensión de con-

mutación controlada por dicho oscilador y que comprende uno o más rectificadores.

5 5ª.- Una disposición de circuito para sintonizar y cambiar de banda un circuito resonante de radiofrecuencia.

Tal y como se ha descrito en la memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y con los fines que se han especificado.

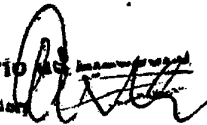
10 Esta memoria consta de veinticinco hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid,

14 MAYO 1975

P.A.

15

Alberio 
Por Poder

20

25

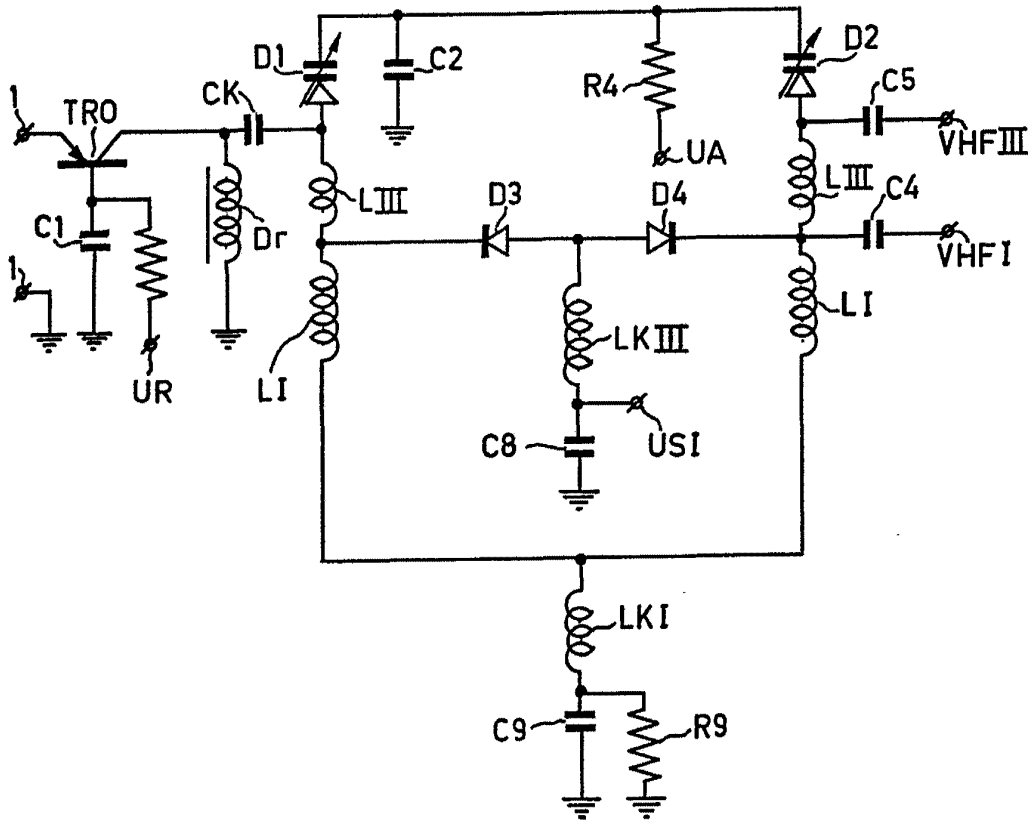


Fig.1

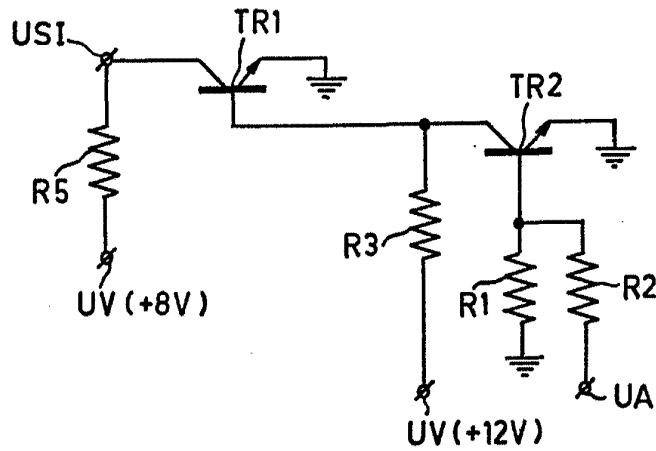


Fig.2

Alberto de L...
Por roder...

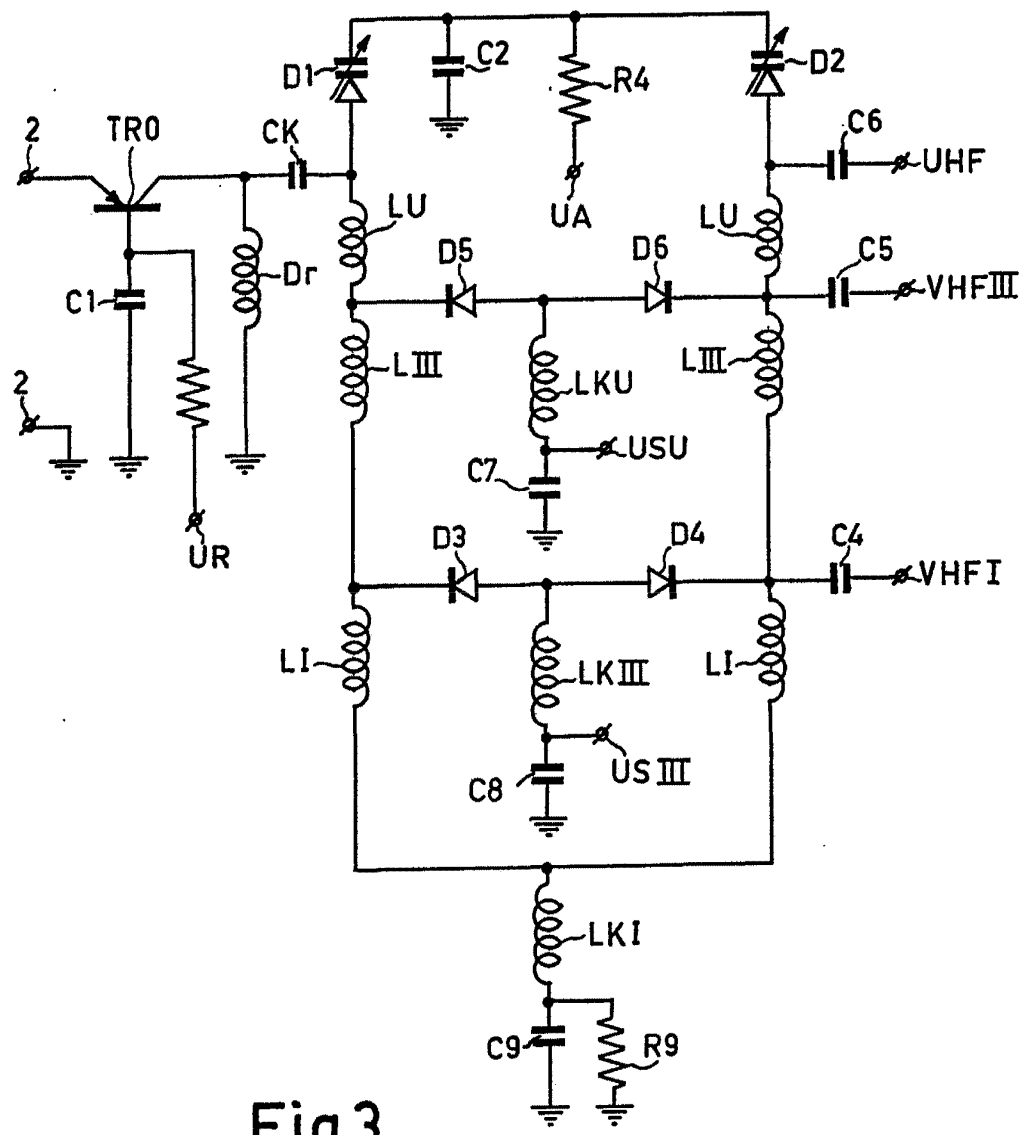


Fig.3

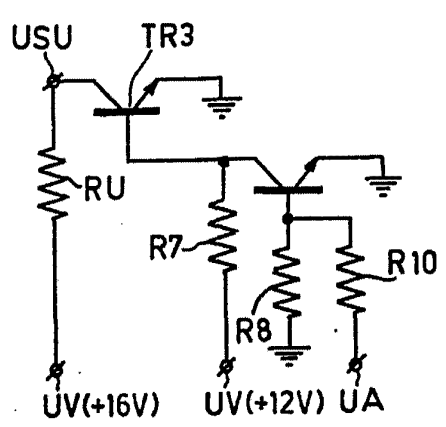


Fig.4

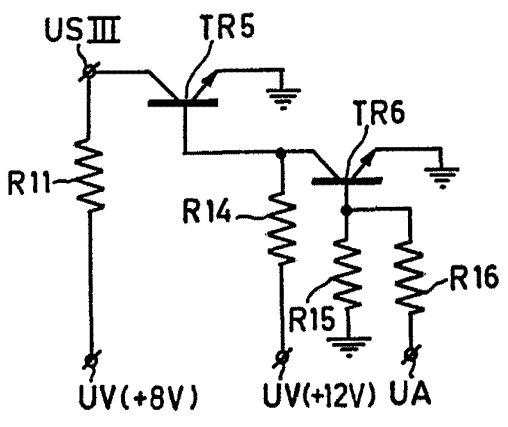


Fig.5

Alberto de Aizaburu

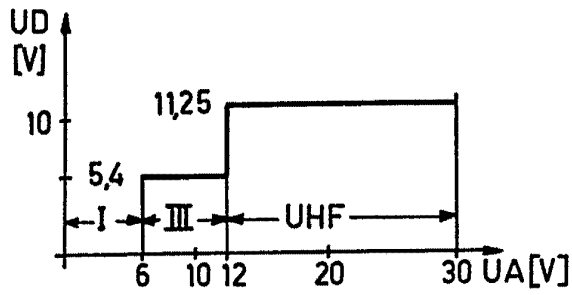


Fig.6

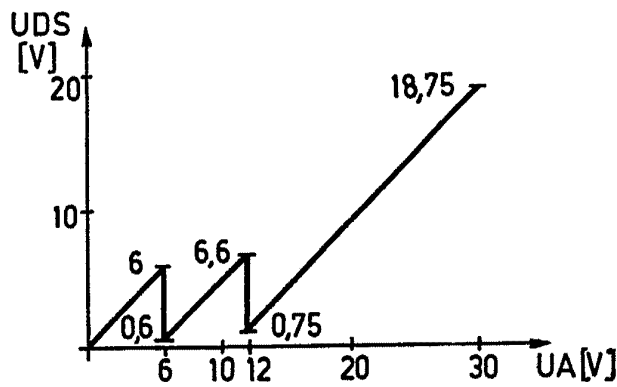


Fig.7

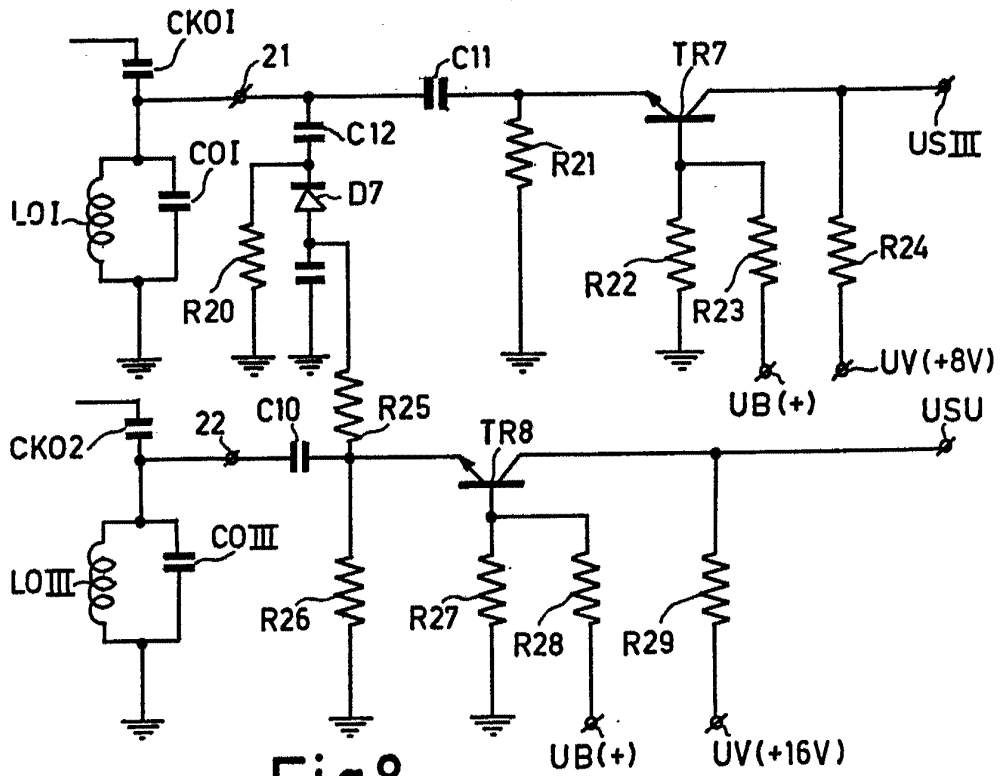


Fig.8