



X. Chantrain 2.

261005

MEMORIA DESCRIPTIVA
PARA SOLICITAR PATENTE DE INVENCION EN ESPAÑA POR:
OSCILADOR DE FRECUENCIA VARIABLE UTILIZANDO UN MO-
DULADOR DE FASE, A NOMBRE DE STANDARD ELECTPRICA,
S.A., DOMICILIADA EN MADRID, CALLE DE
RAMIREZ DE PRADO, 5

Este invento se refiere a un oscilador de frecuencia varia-
ble, u oscilador modulado en frecuencia, utilizando un modulador de fase
e incluyendo medios amplificadores, un circuito oscilante y medios de
cambio de fase variable acoplados en un bucle regenerativo por el cual
5 una modificación en dicho cambio de fase resulta en un cambio de fre-
cuencia correspondiente de las señales de dicho circuito oscilante.

Tales osciladores de frecuencia variable utilizando medios
de cambio de fase variables tienen la ventaja sobre los osciladores de
frecuencia variable que utilizan un tubo de reactancia para modificar
10 o modular la frecuencia, que se puede conseguir una alta estabilidad
de la frecuencia central, o frecuencia no modulada, para un cambio de

261005



2.

frecuencia dado.

Particularmente para los sistemas de cambio de frecuencia tales como los utilizados en telegrafía portadora, sería conveniente que el diseño del oscilador de frecuencia variable fuese tal que permitiese una variación lineal razonable de la frecuencia en función de la señal de modulación. Se requiere que la generación de transientes cuando cambia de una frecuencia a otra sea preferiblemente evitada y también se requiere que se disipe tan poca energía como sea posible sobre las bandas laterales remotas. Estas características son particularmente convenientes a fin de simplificar el diseño de los filtros en el extremo transmisor.

Si bien se han propuesto sistemas de modulación de fase a fin de modificar el cambio de fase en el bucle regenerativo del oscilador, estos sistemas son complicados y en general solo puede proveerse una modulación de fase a costa de generar primero una señal modulada en amplitud. Se recordará que la condición para oscilaciones sostenidas implica que el cambio total de fase del bucle regenerativo del oscilador sea cero. Por lo tanto, si la señal moduladora puede modificar el cambio de fase en el bucle regenerativo, esto resultará en un cambio de frecuencia correspondiente de la señal del circuito oscilador a fin de que la cantidad de fuera de sintonía de este circuito oscilador corresponda a un cambio de fase igual exactamente opuesto al introducido en el bucle regenerativo del oscilador por la acción de la señal moduladora.

Un fin general del invento es conseguir un oscilador de frecuencia variable nuevo en el cual la modulación de fase requerida para conseguir un cambio de frecuencia correspondiente, se obtiene en una forma particularmente sencilla y eficaz evitando por completo cualquier paso intermedio de modulación de amplitud, para conseguir la modulación de fase requerida.

Otro fin del invento es conseguir tal oscilador de frecuencia variable como oscilador de relajación, u oscilador no lineal, con la ven-

261005



taja adicional de que el oscilador es prácticamente independiente de las variaciones en los parámetros de los dispositivos activos, tales como transistores, que están incorporados en el diseño del oscilador.

45 Aun otro fin del invento es asegurar una relación sustancialmente lineal entre el cambio de frecuencia y la señal moduladora.

De acuerdo con una primera característica del invento, un oscilador de frecuencia variable según se define al comienzo de esta descripción, está caracterizado porque incluye medios para comparar la suma y la diferencia entre una señal de control de modulación y la señal producida por dicho circuito oscilante con una señal de referencia fija, medios para producir series respectivas de impulsos disparadores en los instantes cuando las señales de suma y diferencia llegan a dicha señal de referencia para una dirección predeterminada particular de variación, y un circuito de dos posiciones cuyas dos entradas son alimentadas respectivamente por dos series de dichos impulsos disparadores y cuyas dos salidas están respectivamente acopladas a dicho circuito oscilante.

60 Con tal oscilador de frecuencia variable utilizando un circuito en tanque antiresonante, cada serie de impulsos disparadores producidos debido a la comparación entre $U \pm v$ de una parte, en donde U es la señal de control de modulación y v el potencial instantáneo en el circuito tanque, y el potencial de referencia, por ejemplo, 0, por otra parte, seguirán el uno al otro a la frecuencia del oscilador pero serán cambiados en fase de acuerdo con el valor U de la señal de control de modulación. Si 65 ésta es cero, no habrá cambio de fase. Si es diferente de cero, entonces según su signo los impulsos disparadores pueden delante o detrás con respecto al potencial v del circuito oscilante. Por lo tanto, el circuito de dos posiciones producirá una onda cuadrada a la frecuencia del circuito oscilante, que será cambiada cada vez dependiendo del grado de cambio de fase introducido por el potencial modulador. Esta señal de onda cuadrada puede entonces excitar el circuito oscilante cuya frecuencia dependerá 70 del valor del cambio de fase en el bucle regenerativo y por lo tanto de U .

261005



4.

De acuerdo con otra característica del invento, dicho circuito de dos posiciones está constituido por un multivibrador estable que
75 tiene una frecuencia natural que es inferior a la frecuencia más baja que producirá dicho oscilador de frecuencia variable.

Con tal disposición el sistema tiene ahora la ventaja de ser capaz de arrancar por sí mismo toda vez que al suministrarse energía al sistema, el multivibrador de marcha libre comenzará a oscilar a su frecuencia natural y los cambios de una condición a otra producirán señales
80 transitorias suficientes para excitar el circuito oscilador, con lo cual después de algunos periodos de las oscilaciones transitorias el oscilador de frecuencia variable suministrará la frecuencia de salida correspondiente al valor de su potencial modulador. También, si la frecuencia natural
85 del multivibrador es sustancialmente inferior a la frecuencia más baja generada por el oscilador, los armónicos contenidos en la forma de onda cuadrada del multivibrador ayudarán también a arrancar rápidamente el sistema oscilador. Por ejemplo, la frecuencia natural del multivibrador pudiera ser del orden de un tercio de la frecuencia que ha de generar el
90 sistema. Tales relaciones armónicas sin embargo, no son críticas y las transientes de una condición a otra para el multivibrador son suficientes para arrancar el sistema. Se ha encontrado en la práctica que con una frecuencia natural del orden de 130 ciclos por segundo para el multivibrador, era un valor satisfactorio para todas las frecuencias portadoras
95 de un sistema telegráfico de cambio de frecuencia con 24 canales de 420 a 3180 ciclos por segundo, ésto es, por una espaciación de 120 ciclos por segundo entre canales adyacentes.

El sistema del invento tiene la considerable ventaja de que la modulación de fase se efectúa sin ningún paso intermedio de modulación
100 de amplitud y al mismo tiempo se utiliza un oscilador de relajación en relación con un circuito oscilante del tipo LC que permite independencia completa de los parámetros de los elementos activos del oscilador, siendo la frecuencia central del último determinada con exactitud por los pará-

261005



5.

105 metros del circuito LC. Pueden evitarse por completo dispositivos tales como limitadores que generalmente tienen que estar asociados con el oscilador cuando la modulación de fase representa también una modulación de amplitud.

Otro fin del invento es conseguir los medios para comparar las señales de suma y diferencia en una forma particularmente sencilla.

110 De acuerdo con aún otra característica del invento, dichos medios para comparar la suma y la diferencia entre la señal de control de modulación y la señal producida por el circuito oscilante, con un potencial de referencia, incluye un circuito en tanque antiresonante LC con una toma central en el devanado al que se aplica el potencial de control
115 de modulación, estando los extremos exteriores de dicho devanado acoplados respectivamente a entradas de control de barreras polarizadas al potencial de referencia en sus entradas y polarizada cada una a través de una impedancia a un potencial diferente de dicho potencial de diferencia en sus salidas, con lo que se producirán impulsos rectangulares en la salida
120 de dichas barreras al cambiar éstas de la condición de bloqueo a la condición conductiva y viceversa, cambiándose de fase los bordes de los dos juegos de impulsos rectangulares producidos en las salidas de dichas dos barreras uno con respecto al otro en medio periodo de la forma de onda sinusoidal a través de dicha bobina, y un par de diferenciadores y medios de
125 transmisión unidireccionales que se proveen en las salidas de dichas barreras a fin de crear dichos impulsos disparadores que corresponden a dichos bordes cambiados en fase para activar dicho circuito biestable.

Los anteriores y otros fines y características del invento y el invento mismo quedará mejor entendido por la siguiente descripción detallada de una forma del mismo, dada con relación a los adjuntos dibujos los cuales representan:

130 La figura 1 el diagrama de circuito de un oscilador de cambio de frecuencia de acuerdo con el invento.

261005



6.

135 La figura 2 diferentes formas de onda que aparecen en diferentes puntos del circuito de la figura 1.

La figura 3 una modificación de parte del circuito de la figura 1, y

La figura 4 una segunda modificación de parte del circuito de la figura 1.

140 Con referencia a la figura 1, ésta muestra un oscilador de frecuencia controlada adaptado particularmente para utilización como oscilador de cambio de frecuencia en un sistema telegráfico portador. Se muestra un circuito en tanque LC comprendiendo un transformador de dos devanados TR con derivaciones centrales en el devanado primario y en el secundario, estando conectado el devanado primario entre terminales P_1 y P_2 . En paralelo con este devanado primario hay un condensador de sintonía C_3 . Otro condensador C_4 está conectado entre la toma central de este devanado primario y tierra y se utiliza como condensador de desacoplamiento para derivar las frecuencias portadoras a tierra. El terminal P_0 conectado a esta toma central es el terminal de entrada para el potencial de control de modulación. Para telegrafía portadora este potencial de control de modulación será una forma de onda que oscila entre un primer y un segundo potencial de acuerdo con las señales telegráficas de corriente continua que han de transmitirse en forma de dos frecuencias diferentes por medio del oscilador de cambio de frecuencia.

155 De acuerdo con la práctica telegráfica convencional, estas señales telegráficas de corriente continua moduladoras, se pasarán preferiblemente a través de un paso limitador con anterioridad al llegar al terminal de entrada P_0 , de modo que el sistema es insensible a variaciones de amplitud de entrada. Este puede efectuarse fácilmente toda vez que el potencial de modulación requerido en el terminal P_0 es muy inferior a los potenciales normalmente disponibles en la parte de corriente continua del sistema telegráfico. Entre este paso limitador y el terminal de entrada P_0 , un disposi-

261005



7.

165 tivo conformador adecuado que pueda adoptar la forma de un sencillo dispositivo RC, puede preferiblemente utilizarse a fin de controlar la cantidad de energía de banda lateral en el espectro de frecuencia en la salida del oscilador de cambio de frecuencia.

170 El devanado secundario del transformador TR está conectado entre los terminales P₅ y P'₅ y las resistencias R₃ y R'₃ están respectivamente conectadas entre las dos mitades de este devanado secundario a fin de poder ajustar el factor de calidad del circuito tanque al valor deseado, estando la derivación central de este devanado secundario polarizada al potencial negativo de batería -E.

175 Aparte del circuito tanque que se acaba de describir, las partes restantes del oscilador son completamente simétricas, toda vez que éste es del tipo en contrafase. Para un sistema telegráfico portador, este circuito tanque puede ser la única parte del circuito oscilador que deba ser diferente de acuerdo con el canal telegráfico determinado que se considera. El diseño de los elementos restantes en el circuito puede
180 mantenerse igual para los diferentes canales.

Las partes restantes del oscilador incluyen A-A' que son disposiciones de barrera que permiten obtener una versión modulada en fase de la señal del circuito tanque, modulado de acuerdo con el valor del potencial de control en el terminal P₀. La parte B-B' constituye un multivibrador estable simétrico, mientras que las partes D-D' constituyen un par de circuitos diferenciadores que cada uno incluye medios rectificadores para pasar señales diferenciadas de solamente una polaridad pre-determinada en sus salidas hacia el multivibrador B-B'.

190 Como las partes A' B' y D' son respectivamente idénticas a las partes A, B y D, a fin de simplificar el dibujo solo se ha mostrado en detalle las partes A, B y D, habiendo sido representadas por bloques las partes gemelas.

Cada mitad de la disposición moduladora de fase A-A' incluye un transistor PNP T₁ con el emisor puesto a tierra, la base conectada al

261005



8.

195 cátodo de un diodo D_1 cuyo ánodo está conectado al terminal T_1 , y con el
colector polarizado a potencial de batería negativo $-E$ a través de una
resistencia R_1 . Este potencial de batería negativo se aplica también a
la base del transistor T_1 a través de una resistencia de polarización
 R_2 . El colector de T_1 está conectado al terminal P_2 . Otro circuito cuyo
200 fin se describirá posteriormente, está derivado en paralelo con el diodo
 D_1 y consiste en una resistencia R_3 en serie con el diodo D_2 que está po-
larizado opuestamente con respecto al diodo D_1 .

Durante el funcionamiento del oscilador, un potencial de on-
da sinusoidal se creará en el circuito tanque y ondas sinusoidales de pola-
205 ridades opuestas aparecerán por lo tanto en los terminales P_1 y P'_1 . Es-
tas ondas sinusoidales están representadas en la parte superior de la figu-
ra 2 para dos periodos de oscilaciones, siendo la amplitud pico de estos
potenciales de onda sinusoidal de valor instantáneo v igual a V como
se muestra. Amplitudes pico de $\frac{1}{2}V$ voltios se alcanzarán por lo tanto en
210 los terminales P_1 y P'_1 durante los medios periodos alternos pero con
tal que el potencial de modulación en el terminal P_0 sea cero. Si un po-
tencial de control de amplitud U voltios está presente en P_0 , los poten-
ciales instantáneos en los terminales P_1 y P'_1 serán respectivamente igua-
les a la suma y a la diferencia de este potencial de modulación de U vol-
215 tios y al potencial de onda sinusoidal instantáneo en una mitad del deva-
nado primario del transformador TR . Así si U es un potencial positivo,
el potencial instantáneo en el terminal P_1 o P'_1 será positivo durante
la mayor parte de cada periodo y negativo sólo cuando la amplitud del
potencial de onda sinusoidal sea negativa y exceda de U voltios. La inver-
220 sa será cierta para un valor negativo de U que corresponderá a potencia-
les instantáneos positivos en el terminal P_1 o P'_1 durante menos del me-
dio periodo y más concretamente durante el tiempo en que el potencial
de onda sinusoidal instantáneo sea mayor que el valor absoluto de U .



225 Esto está representado en la parte superior de la figura 2 y al ser v mayor que el valor absoluto de un valor U negativo, el ánodo del diodo correspondiente D_1 ó D'_1 estará polarizado a un potencial positivo. Esta situación corresponde a los valores instantáneos sobre la línea horizontal superior marcada U_0 .

230 Normalmente, en ausencia de una señal en el circuito tanque, ambos transistores T_1 y T'_1 son conductivos y los cátodos de los diodos correspondientes están sustancialmente polarizados a potencial de tierra. Al ser $v-U$ positivo ya sea en el terminal P_1 o en el P'_1 , el diodo correspondiente D_1 ó D'_1 se hará conductivo y el transistor correspondiente T_1 ó T'_1 conmutará desde el estado saturado al estado bloqueado. Por lo tanto, estos transistores son accionados como conmutadores o barreras en forma de en circuito y fuera de circuito.

Al bloquearse por ejemplo el transistor T_1 , el potencial en el terminal P_2 igual al del colector del transistor, descenderá desde un valor sustancialmente igual a potencial de tierra a un potencial negativo provisto a través de R_1 por el potencial de batería negativo $-E$. Por lo tanto, a continuación de las oscilaciones del circuito tanque, se crearán impulsos de forma de onda rectangular en los terminales P_2 y P'_2 y éstos están representados en la figura 2 tanto para el caso en que U es negativo (inmediatamente debajo de las ondas sinusoides), como también para el caso en que U es positivo.

245 Se observará que la forma de onda P'_2 obtenida para un valor positivo de U es exactamente el complemento de la forma de onda P_2 obtenida con un valor negativo de U ; todos los bordes están sincronizados pero los bordes positivos están intercambiados con los bordes negativos y viceversa. Una relación complementaria similar ocurre también entre las formas de onda P_2 para un valor positivo de U y la forma de onda P'_2 para un valor negativo de U .

250 Las formas de onda rectangulares en los terminales P_2 y P'_2 se aplican a circuitos diferenciadores que forman $D-D'$ y que consisten



261005

255 en un condensador en serie tal como C_2 seguido por una resistencia en
paralelo puesta a tierra tal como R_7 . Esto está también seguido por un
diodo en serie D_3 con su cátodo conectado al terminal P_3 de modo que en
este último terminal aparecen impulsos disparadores que corresponden a
bordes positivos de la forma de onda rectangular en el terminal P_2 . Del
260 mismo modo, impulsos disparadores que corresponden también a bordes po-
sitivos de la forma de onda rectangular en el terminal P'_2 , se produci-
rán en el terminal P'_3 . Así, como se muestra en la figura 2, estas dos
series de impulsos disparadores tienen la misma frecuencia que la onda
sinusoide en el circuito tanque y un impulso disparador en uno de los
265 terminales P_3 o P'_3 , sigue al impulso previo en el terminal P'_3 ó P_3
respectivamente después de un tiempo $T/2$ en donde T es el periodo de los
impulsos.

Estos dos juegos de impulsos disparadores se utilizan para
accionar el multivibrador estable B-B'. Comprende dos transistores PNP
270 tales como T_2 cuyo emisor está puesto a tierra, la base está conectada
al terminal P_3 y el colector está conectado al terminal T_4 . La base de
 T_2 está polarizada por la batería negativa $-E$ a través de dos resisten-
cias R_5 y R_6 en serie, estando el punto de unión de estas dos resisten-
cias acoplado al terminal P'_4 a través del condensador C_1 . Los condensa-
275 dores C_1 y C'_1 constituyen así los condensadores de acoplamiento cruzado
convencionales entre salidas y entradas de un multivibrador estable. Ade-
más, los terminales P_4 y P'_4 están acoplados respectivamente a terminales
 P_5 y P'_5 del circuito tanque a través de las resistencias R_4 y R'_4 . Así,
estas resistencias tales como R_4 completan los bucles regenerativos del
280 oscilador en contrafase y se extienden a través de los juegos de termi-
nales tales como $P_1/5$. Al mismo tiempo, la batería negativa $-E$ aplicada
a la toma central del devanado secundario del transformador TR está res-
pectivamente acoplada a los colectores de los transistores T_2 y T'_2 a
través de resistencias respectivas R_4 y R'_4 .



261005

11.

285 Normalmente, cuando el oscilador se pone en marcha, el multi-
vibrador estable B-B' empezará a oscilar a su frecuencia natural de relaja-
ción de por ejemplo 130 ciclos por segundo y la forma de onda cuadrada en
oposición de fase que aparece en los terminales de salida P₄ y P'₄, mostra-
do el primero en la figura 2, excitará oscilaciones en el circuito tanque
290 con el resultado final de que muy rápidamente una onda sinusoidal de la fre-
cuencia natural del circuito tanque se formará entre los terminales P₁ y
P'₁, por ejemplo. Indudablemente, esto conducirá a la generación de los
impulsos disparadores positivos mostrados en la figura 2 y que aparecen
en los terminales P₃ y P'₃. Cada uno de éstos hará que el transistor corres-
pondiente tal como T₂ se dispare desde una condición conductiva a una blo-
queada y suponiendo que el voltaje modulador U sea cero, el oscilador sumi-
nistrará formas de onda a la frecuencia antiresonante de su circuito tan-
que sintonizado con auxilio del condensador C₃. Por lo tanto, después de
los pocos ciclos de oscilaciones a la frecuencia natural del multivibrador
300 B-B', este multivibrador actuará como un circuito biestable controlado por
los impulsos disparadores que tienen la frecuencia de la onda sinusoidal del
circuito tanque.

Se observará fácilmente por la figura 2 que en tanto que el vol-
taje modulador U sea cero, los impulsos disparadores que aparecen en los
305 terminales P₃ y P'₃ estarán en fase con las ondas sinusoidales que aparecen
en los terminales P₁ y P'₁, siendo los diodos tales como D₁ conductivos
durante aproximadamente medio periodo y estando bloqueados durante la parte
restante del periodo.

Si se aplica un potencial modulador negativo U en el terminal
310 P₀, como se muestra en la figura 2, la forma de onda cuadrada en los termi-
nales tal como P₄ tendrá la misma frecuencia que las ondas sinusoidales, pero
su ángulo de fase estará adelantado con respecto a las mismas. Como el cam-
bio total de fase en cada uno de los dos bucles regenerativos debe de ser
cero, este cambio de fase adelantado en los dos bucles regenerativos resul-
tará en un cambio de fase retardado en el circuito tanque correspondiente
315

261005



12.

a un fuera de sintonía tal de este último con respecto a la frecuencia central, que la frecuencia del oscilador será ahora más alta que la frecuencia antiresonante natural del circuito tanque.

320 De nuevo con referencia a la figura 2, estará claro que si U , potencial modulador, es positivo dará por resultado que las formas de onda en los terminales P_4 y P'_4 que tienen una retardación de fase con respecto a la onda sinusoidal del circuito tanque y producirá automáticamente un adelanto de fase igual para llevar el cambio total de fase en los bucles regenerativos a un valor igual a cero y en consecuencia una disminución de
325 la frecuencia del oscilador por debajo de la frecuencia central.

Esto corresponde a la práctica normal aceptada pero estará claro que invirtiendo la polaridad de los diodos tales como D_3 , un valor positivo de U podría hacerse que correspondiese con un cambio de frecuencia positivo y viceversa.

330 Con tal que el doble del cambio de frecuencia multiplicado por el factor de calidad del circuito tanque y dividido por la frecuencia central sea razonablemente pequeño con respecto a la unidad, se puede mostrar que el cambio de frecuencia será directamente proporcional al potencial modulador U . Será también inversamente proporcional al factor de calidad del
335 circuito tanque y a la amplitud pico de la onda sinusoidal creada en el circuito tanque a la frecuencia central. Esto significa naturalmente, que la relación entre U y V , la amplitud pico de la onda sinusoidal, deberá también ser pequeña y en ningún caso puede ser mayor de la mitad. La figura 2 muestra una relación exagerada entre U y V con el fin de representar claramente
340 los cambios de fase de adelanto y de retardo de las formas de onda en los terminales P_4 y P'_4 con respecto a las ondas sinusoidales.

El circuito de la figura 1 permite así obtener un control continuo de la frecuencia del oscilador, siendo la relación entre el cambio de frecuencia y el potencial de modulación sustancialmente lineal. La señal de salida puede tomarse en un terminal tal como P_4 o en un terminal tal
345 como P_5 . Si la señal de salida se toma en el terminal P_5 , se obtiene una

261005



13.

onda sinusoidal modulada en frecuencia por la señal de modulación y que también está sometida a una determinada modulación de amplitud. Si esto debe evitarse, puede utilizarse un circuito limitador de salida (no se muestra). Por otra parte, si la señal de salida se toma en el terminal P_4 , está modulada en frecuencia y también en fase. La cantidad de modulación de fase depende del valor de cambio de fase utilizado en el modulador y en particular del factor de calidad. Para sistemas telegráficos, esta modulación de fase adicional tiende a aumentar la precisión de las señales y eventualmente puede ser ventajosa. Sin embargo, si se desea, este efecto de modulación de fase puede ser compensado exactamente con ayuda de un integrador RC que preceda al terminal P_0 .

Se observará que las resistencias tales como R_6 son resistencias de desacoplamiento que evitan una absorción de energía excesiva por los impulsos disparadores aplicados a los terminales tales como P_3 limitando las resistencias tales como R_6 la corriente instantánea que pasa hacia la batería negativa $-E$ a través del condensador tal como C_1 en serie con una resistencia relativamente baja tal como R'_4 .

Según se ha descrito hasta ahora, el circuito de la figura 1 ofrece la desventaja de que su circuito tanque no está cargado con una resistencia constante, por lo menos cuando el valor de las resistencias R_2 y R'_2 es relativamente bajo. Además, cuando el diodo tal como D_1 es conductivo, la resistencia R_2 interviene parcialmente para cargar la mitad correspondiente del transformador TR. En tanto que el potencial de modulación U sea igual a cero, esta resistencia R_2 estará en paralelo con la mitad correspondiente del devanado durante medio periodo. Similarmente, la resistencia R'_2 estará en paralelo con la otra mitad del devanado durante el medio periodo complementario. La consecuencia es que las resistencias R_2 y R'_2 pueden considerarse como que constituyen una carga adicional sobre la totalidad del transformador TR. Sin embargo, si el potencial de modulación U es diferente de cero, para cada mitad del transformador TR las resis-

261005



14.

380 tencias R_2 y R'_2 estarán solamente efectivamente en paralelo durante intervalos de tiempo inferiores o superiores a un medio periodo de oscilaciones según que U sea negativo o positivo y en consecuencia el factor de calidad será aumentado o disminuido. Se seguirá una asimetría en la relación entre el cambio de frecuencia y el potencial de modulación, constituyendo el valor de U igual a cero un punto de discontinuidad para esta relación que como se ha explicado anteriormente es normalmente lineal para un determinado margen de valores del módulo de U independientemente de su signo.

390 Los circuitos en paralelo en los diodos tales como D_1 permiten evitar esta relación entre el factor de calidad del circuito tanque y el potencial de modulación U . Con un valor igual para las resistencias R_2 y R_3 cada mitad del transformador tal como la que corresponde al terminal P_1 estará siempre cargada por una resistencia de igual valor, R_2 ó R_3 . Además, si el diodo D_1 es conductivo, el diodo D_2 está bloqueado y viceversa.

395 Si puede obtenerse de este modo una carga constante del circuito sintonizado y una característica absolutamente simétrica para un valor positivo o negativo de U , el valor adecuado del factor de calidad ajustándose de acuerdo con el canal telegráfico deseado por medio de las resistencias de ajuste R_6 y R'_6 , resta no obstante, una cierta asimetría cuando se considera el circuito desde el terminal de entrada P_0 .

400 Sin duda cuando el diodo de D_1 es conductivo, el terminal P_1 está conectado al potencial negativo $-E$ a través de la resistencia R_2 pero cuando el diodo D_2 es conductivo, este mismo terminal P_1 está conectado a tierra a través de la resistencia R_3 . Estas dos resistencias R_2 y R_3 son iguales, pero esto mismo no es cierto para los potenciales de polarización a los que están conectadas, siendo desde luego conductivo el transistor T_1 cuando el diodo D_2 pasa corriente.

405 Si se considera un potencial de modulación U negativo, el potencial de polarización $-E$ se aplicará al terminal P_1 a través de la resistencia R_2 durante menos de medio periodo, mientras que se aplicará po-



261005

tencial cero a este mismo terminal a través de la resistencia R_3 , del mismo valor que R_2 , durante más de medio periodo. Puede así considerarse que el promedio de potencial de polarización para un periodo completo será negativo e inferior en magnitud que $E/2$. En el caso opuesto, cuando U es positivo, se verá fácilmente que este promedio de potencial de polarización para un periodo será aún negativo pero diferente del primero pues su magnitud será ahora mayor que $E/2$. Se deduce que desde el punto de vista de la corriente continua disipada en el circuito oscilador desde el punto P_0 , existirá una asimetría cuando el signo del potencial de modulación U cambia y para el mismo valor absoluto de éste. En otras palabras, esto corresponde a un valor de corriente continua derivado de P_0 que variará según sea el signo de U . Si la impedancia del suministro que alimenta al terminal de entrada P_0 es relativamente baja, esta asimetría no produce consecuencias, pero puede producir distorsión cuando la impedancia del suministro es suficientemente alta. Particularmente en el caso de un sistema telegráfico en el que según se ha dicho puede ser conveniente utilizar un circuito integrador RC conectado al terminal P_0 , las constantes de tiempo de carga y descarga de este circuito integrador serían algo diferentes y esto no es conveniente.

La figura 3 representa una modificación parcial del circuito de la figura 1 que permite evitar esta desventaja mientras se mantiene una carga constante en el transformador TR sea cual fuere el valor del potencial de modulación U . La figura 3 representa solamente la unidad de barrera A actuando como modulador de fase y que es la única parte del circuito de la figura 1 que debe modificarse. El extremo de la resistencia R_3 previamente conectado a la base del transistor T_1 está ahora polarizado a un potencial de batería positivo $+E$, mientras que un diodo suplementario D_4 conecta el punto de unión de esta resistencia con el diodo D_2 a tierra.

Si está polarizado como se muestra en la figura 3 la condición del diodo D_4 corresponderá siempre con la del diodo D_1 . Por lo tanto, cuan-

261006



16.

440 do éste sea conductivo y bloquee el transistor T_1 el diodo D_4 será tam-
bién conductivo y el diodo D_2 estará bloqueado. Inversamente, cuando el
potencial en el terminal P_1 sea insuficientemente positivo para hacer
445 conductivo al diodo D_1 , y en consecuencia el transistor T_1 esté saturado,
el diodo D_2 será conductivo y el potencial en su ánodo que es negativo
con respecto a tierra, bloquea el diodo D_4 . Las resistencias R_2 y R_3 son
de nuevo del mismo valor a fin de mantener una carga constante en el trans-
formador TR.

450 Pero debido a la igualdad entre los valores absolutos de los
potenciales de polarización de las resistencias R_2 y R_3 , siendo estos po-
tenciales de signos opuestos, se obtiene una simetría perfecta en lo refe-
rente a la corriente continua que pasa desde el terminal de entrada P_0 .
Utilizando el mismo razonamiento de antes, cuando el potencial de modula-
ción U es negativo, el promedio de potencial del potencial de modulación
será ahora positivo pues el potencial $+E$ se aplica durante más de medio
periodo a través de la resistencia R_3 cuando el diodo D_2 es conductivo.
Por otra parte, cuando el potencial de modulación U es positivo puede ver-
455 se que será ahora el potencial de polarización $-E$ el que se aplicará duran-
te el mismo intervalo de tiempo mayor de medio periodo y en consecuencia
el valor medio del potencial de polarización tendrá el mismo valor absolu-
to que cuando U es negativo, pero será ahora de signo contrario, esto es,
negativo. Manteniendo el valor absoluto de este potencial de polarización
460 medio durante un periodo, pero con una inversión de su signo conjuntamente
con la inversión del signo de U , se consigue en consecuencia una simetría
perfecta cuando cambia el signo de U .

465 En el circuito de la figura 1 y también en el de la figura 3
se observará que las impedancias de los diodos tales como D_1 y D_2 en su
condición de paso de corriente, intervienen no obstante para la determina-
ción de la carga resistiva del circuito LC. Del mismo modo la corriente
residual que pasa por la base de un transistor cuando está bloqueado, tiene
una cierta importancia para la determinación de la carga, si es suficiente-

261005



17.

470 mente alta. Si estos efectos secundarios son suficientemente importantes, pueden introducirse en la figura 1 las modificaciones representadas en la figura 4, lo que permite prácticamente aislar por completo el circuito tan- que de las partes restantes del circuito.

475 De acuerdo con la modificación de la figura 4, los bordes nega- tivos de los impulsos rectangulares producidos en el colector de los tran- sistores tales como T_1 se eligen ahora para controlar los transistores del multivibrador tales como T_2 . Esto se obtiene como se muestra por la inver- sión de la polaridad del diodo D_3 cuyo ánodo está ahora conectado a la base de T_2 . Además, el diodo D_2 de la figura 1 se elimina ahora y la resis- tencia R_3 conecta directamente la base de T_1 a potencial positivo de bate- 480 ría $+E$. Por otra parte, la resistencia R_2 ya no conecta directamente la base de T_1 a negativo de batería $-E$, sino al colector del transistor T_2 que, naturalmente permanece alimentado por esta batería negativa $-E$ a tra- vés de la resistencia R_4 que no está representada en la figura 4. Finalmen- te, se proveen sistemas de acoplamiento cruzados unidireccionales de C.A. 485 entre los transistores T_2 y T'_1 de una parte y entre los transistores T'_2 y T_1 de otra. Más concretamente, el colector de T_2 se conecta a la base de T'_1 a través de un dispositivo diferencial unidireccional similar al de la unidad D de la figura 1 y que comprende el condensador C_5 en serie con el diodo D_5 y con el punto de unión de estos elementos a tierra a tra- vés de la resistencia. R_9 Se muestra un circuito similar conectando el 490 colector de T'_2 a la base de T_1 .

Suponiendo que el transistor T_1 está saturado cuando el po- tencial instantáneo en el terminal P_1 conectado al ánodo de D_1 se hace po- sitivo, el transistor T_1 se bloqueará como se ha descrito anteriormente y 495 el descendimiento de su potencial de colector será diferenciado y aplicado por medio del diodo D_3 a la base del transistor T_2 que se hará conductivo, produciendo en forma convencional el bloqueo del transistor C'_2 asociado al mismo para constituir el multivibrador. Debido al hecho de que el tran- sistor T_2 se ha hecho ahora conductivo, su colector que estaba anteriormen- te polarizado hacia potencial negativo $-E$ a través de la resistencia R_4 , 500



261005

18.

se encontrará ahora a un potencial sustancialmente igual a cero. Por lo tanto, se establece un potencial positivo en el punto de unión de las resistencias R_2 y R_3 , siendo su valor una función de la relación entre estas dos resistencias que puede, por ejemplo ser de 1 a 2. Por lo tanto, el potencial en este punto de unión que corresponde a la base de T_1 y al cátodo de D_1 , puede elegirse suficientemente positivo de modo que el transformador T_1 continúe bloqueado, pero también suficientemente positivo para bloquear el diodo D_1 . Este habrá sido por lo tanto conductivo solamente durante un instante muy corto habiendo permitido la inversión de las condiciones de los transistores T_1 , T_2 y T'_2 .

Medio periodo después será el diodo D'_1 el que será conductivo temporalmente y causará la inversión de la condición de los transistores T'_1 , T'_2 y T_2 . Particularmente T'_2 se hará conductivo mientras que T_2 estará bloqueado. El potencial en el colector de T_2 tenderá de nuevo hacia el de batería negativa $-E$, lo cual, con un valor de R_2 menor que el de R_3 tendría el efecto de llevar el punto de unión de estas dos resistencias a un potencial negativo causando con ello la conducción del transistor T_1 y eventualmente del diodo D_1 . Los valores de las resistencias R_2 y R_3 se eligen sustancialmente más altos que el de la resistencia R_4 . Sin embargo, cuando el transistor T'_2 estaba bloqueado, el condensador C'_5 podía cargarse entre tierra provista a través de la resistencia R'_9 y el potencial de batería negativo $-E$ provisto a través de la resistencia R'_4 . En consecuencia, cuando el potencial en el colector de T'_2 se eleva repentinamente a potencial de tierra, a través del rectificador D'_5 , el condensador C'_5 que está cargado, podrá aplicar un potencial a la base de T_1 y al cátodo de D_1 que es suficientemente positivo para hacer que estos dos elementos permanezcan bloqueados. Cuando D'_2 había sido bloqueado anteriormente, este rectificador D'_5 había evitado la transmisión de una señal negativa que de otro modo contrarrestaría la señal de bloqueo positiva transmitida por el colector de T_2 . Este potencial positivo provisto ahora por el condensador C'_5 que está cargado, permitirá aplicar un potencial a la base de T_1 y al.



261005

19.

cátodo de D_1 que es suficientemente positivo, de modo que estos dos elementos permanezcan bloqueados. Este potencial positivo provisto por el condensador $C'5$ en el momento en que el transistor T_2 está bloqueado, disminuirá no obstante, pero por una elección juiciosa de la constante de tiempo asociada con este condensador $C'5$ será posible disponer las cosas de modo que el potencial en la base de T_1 solo se hará negativo para proporcionar la saturación del transistor T_1 después de un tiempo casi igual a medio periodo de oscilación del sistema a la frecuencia más alta posible.

535

540 La conducción de este transistor en este instante evitará el bloqueo del diodo D_1 que de nuevo se hará conductivo un corto instante después cuando el potencial en el terminal P_1 será de nuevo positivo, con el resultado de que el transistor T_1 se bloqueará de nuevo para producir el impulso de disparo necesario para el control del multivibrador B-B'.

545 Se ve así que la modificación representada en la figura 4 permite conseguir un sistema en el que el circuito sintonizado puede oscilar prácticamente libremente pues está desconectado del resto del circuito durante prácticamente toda la duración del periodo de oscilación, haciéndose los diodos D_1 y D'_1 conductivos solo durante cortos instantes. Naturalmente, si se introduce la modificación de la figura 4, el sistema de compensación de la figura 3 no es necesario. Además, el circuito de la figura 4 ofrece la ventaja de que la corriente base residual de los transistores ya no produce prácticamente ningún efecto.

550

555 Con respecto a esto, ha de observarse que los efectos de estas corrientes de base residuales de los transistores T_1 y T'_1 podrían también compensarse utilizando transistores PNP y NPN complementarios para T_1 y T'_1 . Esto no ofrece dificultades particulares con tal de que se efectúen modificaciones en el circuito, las cuales serán evidentes para aquellos peritos en la técnica. Del mismo modo, podrían también utilizarse transistores complementarios para los transistores T_2 y T'_2 con tal de que se efectúen adaptaciones de circuito adecuadas, tales como la inversión de la polaridad de determinados diodos. Eventualmente un solo transistor del mul-

560



261005

565 tivibrador puede ser activado por los circuitos diferenciadores, proveyen-
do uno un impulso de disparo para bloquear el transistor activado del mul-
tivibrador, y proveyendo el otro un impulso de disparo de dirección opuesta
para hacer conductivo este transistor. Naturalmente, será también posible
utilizar los circuitos del invento sustituyendo los cuatro transistores PNP
por cuatro transistores NPN a condición de que se efectúe las inversiones
de polaridad adecuadas.

570 Se observará que las caídas de potencial en los diodos D_1 y D'_1
así como en las uniones de emisor-base de los transistores T_1 y T'_1 cuando
estos diodos y estas uniones rectificadoras pasan corriente, producirán un
determinado cambio de la característica del cambio de frecuencia con respec-
to al potencial de modulación. Sin embargo, ésto puede corregirse introdu-
575 ciendo un potencial de polarización positivo compensador en el terminal P_0 .
Esto puede efectuarse con ayuda de un potenciómetro en paralelo con el po-
tencial positivo de batería. Sin embargo, las variaciones de estas caídas
de potencial causan cambios de fase adicionales, pero esto puede reducirse
a un valor insignificante con tal de que se utilice una amplitud de V sufi-
cientemente alta.

580 Si son suficientemente importantes, las corrientes de base resi-
duales de los transistores T_1 y T'_1 pueden crear una caída de potencial de
corriente continua en la resistencia interna del suministro de modulación.
No obstante, este efecto puede reducirse a un valor insignificante con tal
de que la impedancia del suministro sea suficientemente baja. Alternativa-
585 mente, este efecto puede elegirse de tal modo que compense cualquier efecto
residual de las variaciones de temperatura sobre los elementos del circuito
LC que determinan la frecuencia y oscilación central.

590 La descripción del invento se ha hecho particularmente con re-
lación a un oscilador para sistemas telegráficos portadores utilizando el
principio de cambio de frecuencia. Sin embargo, es evidente que tal oscila-
dor puede también aplicarse en varios sistemas de señalización y telemedida.



261005

Puede también servir como oscilador controlado a distancia bajo la influencia de un potencial de corriente continua. Del mismo modo, el oscilador podría utilizarse como oscilador controlado en frecuencia con tal de que se disponga de medios discriminadores de frecuencia, lo cual, con ayuda de un servocircuito producirá un potencial regenerativo correspondiente al potencial de modulación. Como el oscilador produce una onda cuadrada, esta característica podría también utilizarse a fin de asegurar la concordancia de fase entre dos osciladores, coincidiendo las ondas cuadradas solo en la coincidencia de fase de los dos osciladores. Naturalmente, el oscilador del invento podría también utilizarse ventajosamente en un sistema de modulación de frecuencia utilizando una señal de corriente alterna en la entrada de modulación.

Si bien los principios del invento se han descrito con relación a aparatos determinados, ha de quedar claramente entendido que esta descripción se hace solo a modo de ejemplo y como limitación del alcance del invento.

Este invento corresponde a una solicitud de Patente formulada en Bélgica el 16 de Octubre de 1959 señalada con el nº 583.675 y se acoge, por lo tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

NOTA

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Patente de veinte años, son los siguientes:

1.- Un oscilador de frecuencia variable, u oscilador modulado en frecuencia, que utiliza un modulador de fase y que comprende medios amplificadores, un circuito oscilante y medios de cambio de fase variables acoplados en un bucle regenerativo de tal modo que una variación de dicho cambio de fase produce un cambio correspondiente de la frecuencia de las señales de dicho circuito oscilante, caracterizado porque incluye medios para comparar la suma y la diferencia entre una señal de control de modu-



625 lación y la señal producida por dicho circuito oscilante con una señal de referencia fija, medios para producir series respectivas de impulsos disparadores en los instantes en que las señales de suma y de diferencia alcanzan a dicha señal de referencia para una dirección de variación particular predeterminada y un circuito de dos condiciones alimentado por las dos series de dichos impulsos disparadores y cuyas dos salidas están respectivamente acopladas a dicho circuito oscilante.

630 2.- Un oscilador de frecuencia variable que utiliza un modulador de fase que comprende medios amplificadores, un circuito oscilante al que se acopla un suministro de señal y medios de modulación de fase controlados por una señal de modulación, caracterizado porque dicho modulador de fase comprende medios para comparar la suma y la diferencia entre una
635 ñal de control de modulación y la señal producida por dicho circuito oscilante con una señal de referencia fija, medios para producir series respectivas de impulsos disparadores en los instantes en que las señales de suma y diferencia alcanzan a dicha señal de referencia para una variación de dirección predeterminada particular y un circuito de dos condiciones ali-
640 mentado por las dos series de dichos impulsos y produciendo en una de sus salidas por lo menos, una señal de salida modulada en fase con respecto a la del suministro de señal.

645 3.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 1 caracterizado porque dicho circuito de dos condiciones está constituido por un multivibrador estable que tiene una frecuencia natural más baja que la frecuencia más baja que ha de ser producida por dicho oscilador de frecuencia.

650 4.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 1 ó 3 caracterizado porque dichos medios para comparar la suma y la diferencia entre la señal de control de modulación y la señal producida por el circuito oscilante con un potencial de referencia, incluyen un circuito tanque LC, antirresonante, con una derivación en el punto central del devanado a



655 que se aplica el potencial de control de modulación, estando los extremos
exteriores de dicho devanado acoplados respectivamente a entradas de con-
trol de barreras polarizadas cada una al potencial de referencia en sus
entradas y a través de una impedancia a un potencial diferente a dicho
660 potencial de referencia en sus salidas, con lo que se producirán impulsos
rectangulares en las salidas de dichas barreras al cambiar éstas de la con-
dición bloqueada a la conductiva y viceversa, los bordes de los dos juegos
de impulsos rectangulares producidos en las salidas de dichas dos barre-
tas, siendo cambiados de fase con respecto uno de otro en medio periodo de la
onda sinusoidal de dicho devanado, y un par de diferenciadores y medios de
transmisión unidireccional provistos en las salidas de dichas barreras a
fin de crear dichos impulsos disparadores correspondientes a dichos bordes
665 cambiados de fase para activar dicho circuito de dos condiciones.

5.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 4 ca-
racterizado porque cada una de dichas barreras incluye un transistor cuyo
emisor está conectado a dicho potencial de referencia y cuya base está co-
nectada a dicha entrada de control de barrera por medio de un diodo, sien-
do la polaridad de dicho diodo opuesta a la unión de emisor-base de dicho
670 transistor y estando dicha base polarizada a través de una primera resis-
tencia a un primer potencial de polarización.

6.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 5 ca-
racterizado porque dicho diodo tiene en paralelo un segundo diodo de pola-
ridad opuesta con respecto al primero y en serie con una segunda resisten-
cia que tiene un valor igual al de la primera.
675

7.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 5 ca-
racterizado porque dicho diodo en serie con dicha unión de emisor-base
tiene en paralelo un segundo y un tercer diodo en serie y de polaridades
opuestas, teniendo el segundo diodo uno de sus electrodos conectado al
680 electrodo opuesto del primero, y estando el punto de unión del segundo y
del tercer diodos acoplado a un segundo potencial de polarización de va-



261005

24.

lor igual al primero pero de signo opuesto, por medio de una segunda resistencia que tiene un valor igual al de la primera.

685

8.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 4 caracterizado porque dicho multivibrador estable incluye dos transistores, estando el colector de cada transistor por una parte acoplado a la base del otro transistor por medio de un condensador en serie con una resistencia conectada a dicha base, y de otra parte por medio de una resistencia de acoplamiento a un extremo de un devanado secundario de la bobina de transformador sintonizada que constituye dicho circuito oscilante, estando dicho devanado secundario provisto con una derivación de punto medio al que se aplica un suministro de potencial de corriente continua y siendo el valor de dichas resistencias conectadas a las bases sustancialmente mayor que la de dichas resistencias de acoplamiento.

690

695

9.- Un oscilador de frecuencia variable según los puntos 5 y 8 caracterizado porque se provee un acoplamiento resistivo entre el colector de cada transistor del multivibrador y la base del transistor de barrera que lo controla, de tal modo que durante el cambio de condición de estos transistores asociados producida por la conducción del diodo de barrera, el potencial de base establecido después del disparo es suficiente para bloquear de nuevo dicho diodo, proveyéndose también acoplamientos cruzados de corriente alterna unidireccionales entre el colector de cada transistor de multivibrador y la base del transistor de barrera que no lo controla directamente, a fin de crear un potencial en dicha base que varía en función del tiempo, para permitir que dicho transistor de barrera cambie su condición sólomente un poco antes de dicho cambio de condición de los transistores asociados, bajo la influencia de la señal producida por el circuito oscilante.

700

705

710

10.- Un oscilador de frecuencia variable según el punto 1 caracterizado porque el doble del cambio de frecuencia multiplicado por el factor de calidad del circuito auxiliar y dividido por la frecuencia natu-

261005

25.

715

ral de este circuito, es suficientemente pequeño con respecto a la unidad de modo que dicho cambio de frecuencia es directamente proporcional a la señal de control de modulación.

11.- Oscilador de frecuencia variable.

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 25 hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 14 SEP. 1960



SECRETARÍA GENERAL, S. A.

[Handwritten Signature]
Secretario General

261005



FIG. 1.



14 SEP. 1960

STANDARD ELECTRICA, S. A.

Secretario General

261005

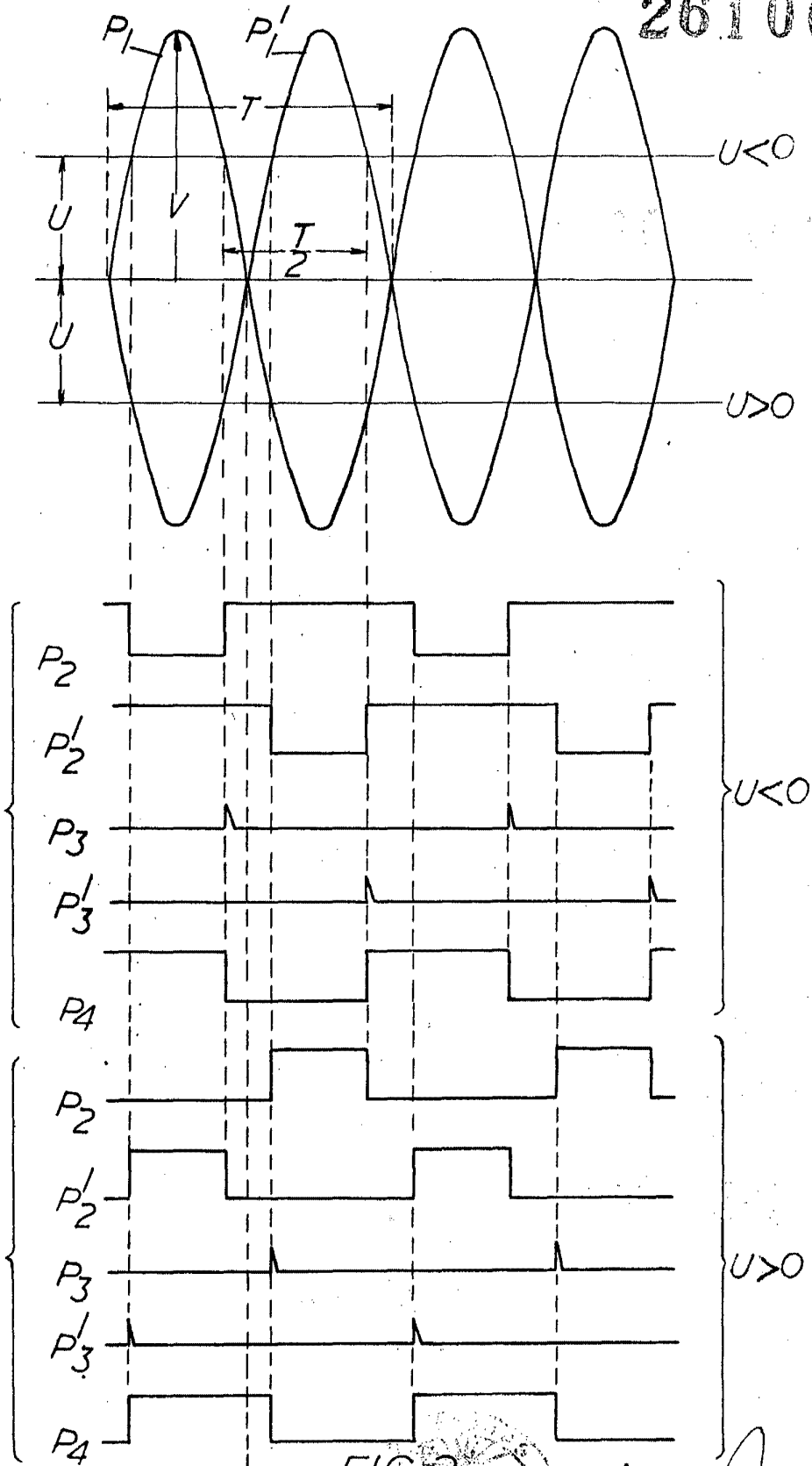


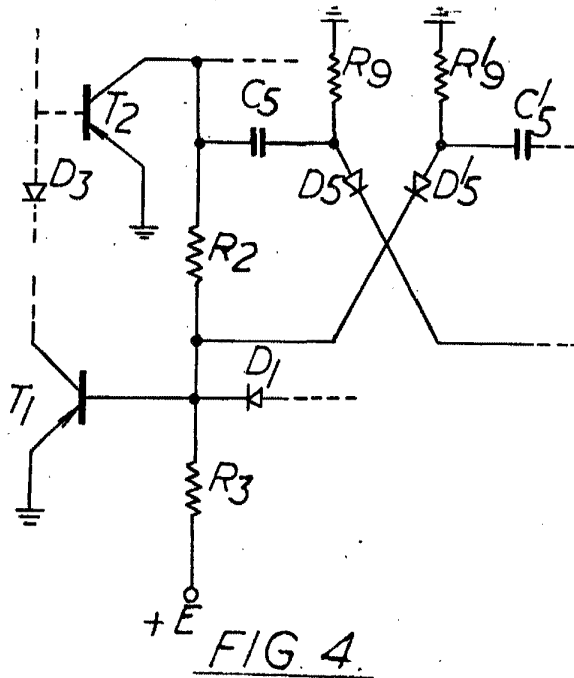
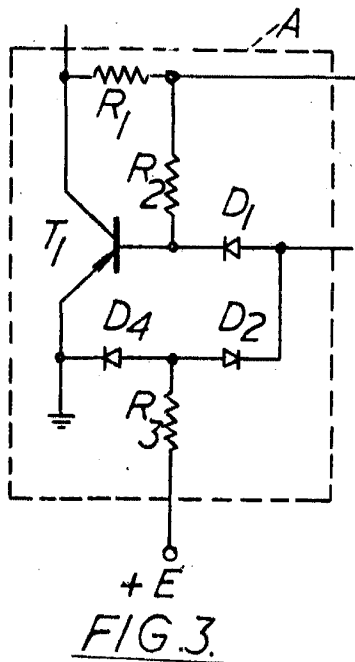
FIG. 2

14 SEP. 1960

S. A. S. A.

Secretaría General

261005



14 SEP. 1960

STANDARD ELÉCTRICA, S. A.

Secretario General