

2 MAR 1951

256208



256208

MEMORIA DESCRIPTIVA
para solicitar
P A T E N T E D E I N V E N C I O N
en
E S P A Ñ A
por VEINTE años

a nombre de N. V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa, establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda,
por:

"DISPOSICION DE CIRCUITO PARA SINCRONIZAR UN OSCILADOR DE RELAJAMIENTO".

5 La presente invención se refiere a disposiciones de circuito para sincronizar un oscilador de relajamiento, en particular el oscilador para conducir la tensión de control para el circuito deflector vertical en un receptor de televisión, por medio de impulsos de sincronización cuadrados que son suministrados a un detector de fase al que también es suministrada una señal de comparación derivada del oscilador de relajamiento, siendo filtrada la tensión de salida del detector de fase en una red de filtro para una tensión continua, red de filtro



256208

que está conectada a un terminal de entrada del oscilador.

En tal circuito regulador, siempre se presenta el problema que, si la sensibilidad a interferencias es satisfactoria, la constante de tiempo de la red de filtro tiene que ser muy grande. Como resultado, sin embargo, el así llamado rango de enganche del circuito regulador se vuelve pequeño, de modo que deben tomarse medidas para ampliar este rango de enganche.

Una de estas medidas, es por ejemplo, suministrar una así llamada tensión de búsqueda al circuito regulador. Esta tensión de búsqueda puede originarse desde un oscilador de búsqueda que está conectado directamente al circuito regulador, pero también es posible suministrar la tensión de búsqueda derivada del oscilador de búsqueda al circuito regulador a través de un circuito de compuerta. En la así llamada condición de sincronización externa no sincronizada, esta tensión de búsqueda varía la frecuencia del oscilador de relajamiento a una razón muy lenta de modo que esta frecuencia es llevada hacia el rango de enganche del circuito regulador y se produce la sincronización automática.

Una desventaja de este tipo de osciladores de tensión de búsqueda es que la frecuencia de la tensión de búsqueda debería ser muy baja, dado que de otro modo la frecuencia del oscilador de relajamiento atraviesa el rango de enganche del circuito regulador demasiado rápidamente y se impide el enganche. Este es el caso especialmente si la frecuencia natural del oscilador es ya muy baja, por ejemplo, para el oscilador de relajamiento de un receptor de televisión, que produce la tensión de control para el circuito deflector vertical. La frecuencia de tal oscilador de relajamiento es de 50-60 c/s, de modo que en este caso la frecuencia de la tensión de búsqueda debería ser de 1 a 2 c/s.

Será evidente que la generación de tal oscilador de tensión

256208



de búsqueda, puede implicar muchas dificultades en relación
con la baja frecuencia, mientras que, si la tensión de busque
da debería ser suministrada a través de un circuito de compuer
ta, la construcción de este circuito de compuerta sería igual-
5 mente difícil.

Una segunda desventaja del uso exclusivo de un circuito
regulador para sincronizar un oscilador de relajamiento a una
frecuencia baja es que también la inercia debe ser hecha muy
elevada cuando debe obtenerse la así llamada acción de volante.
10 Esto es realizado dando a la red de filtro una constante de tiem
po considerable.

De esto se deduce que, si se produce una así llamada con
dición de sincronización "off-out-of" (nada-fuera-nada) por al
guna razón, por ejemplo cambiando de una estación transmisora
15 de televisión a otra debido a la variación de frecuencia de la
señal de sincronización, llevará un tiempo considerable resta-
blecer la condición de sincronización "in".

La disposición de circuito de acuerdo con la invención
elimina estas desventajas y se caracteriza por el hecho de que
20 comprende un canal, cuya salida está conectada a un terminal de
entrada del oscilador, y en que está incluida una red integra-
dora para integrar los impulsos de sincronización cuadrados su
ministrados a la entrada del canal.

La disposición de circuito de acuerdo con la invención se
25 basa en el reconocimiento del hecho que la sincronización del
oscilador de relajamiento siempre puede ser efectuada, es ver
dad, por medio de la sincronización directa, pero que, cuando
al mismo tiempo se usa un circuito regulador que produce una
tensión reguladora por medio de un detector de fase, es neces
30 rio que en el último estado estable quede una diferencia de fa

256208



se entre la señal de sincronización y la señal producida por el oscilador, dado que de otro modo el detector de fase no puede producir la tensión reguladora requerida. En la disposición de circuito de acuerdo con la invención, esto es realizado integrando los impulsos de sincronización cuadrados por medio de una red integradora. Si esto no fuera así, la sincronización directa haría que la señal del oscilador sea enganchada en fase, con respecto a la señal de sincronización, de modo que, independientemente de la diferencia de frecuencia inicial de la señal de sincronización con respecto a la frecuencia natural del oscilador de relajamiento, el detector de fase, invariablemente producirá la misma tensión reguladora e impedirá el reajuste.

Como se describirá más adelante, esta desventaja es obviada deformando la señal de sincronización cuadrada.

A fin de que la invención pueda ser fácilmente llevada a la práctica, se describirán a continuación formas de las disposiciones de circuito de acuerdo con la invención a título de ejemplo, con referencia a los dibujos acompañados, en que:

La fig. 1 muestra la manera en que es efectuada la sincronización directa dependiente de fase de acuerdo con el principio de la invención.

La fig. 2 muestra una primera, y

La fig. 3 muestra una segunda así llamada condición de sincronización "interna", en que sin embargo, en el caso de la fig. 3 la frecuencia natural del oscilador de relajamiento difiere más de la de la señal de sincronización que en el caso de la fig. 2.

La fig. 4 muestra una forma posible de una disposición de circuito de acuerdo con la invención en forma esquemática.

256208



La fig. 5 muestra las varias señales entrantes y señales salientes de un detector de fase incluido en el circuito regulador propiamente dicho para una condición de sincronización interna que corresponde a la de la figura 2, y

5 La fig. 6 muestra estas señales entrantes y señales salientes para una condición de sincronización interna que corresponde a la de la fig. 3.

La fig. 7 muestra las señales entrantes y señales salientes del así llamado detector de fase para una así llamada condición de sincronización "externa".

La fig. 8 muestra las señales de entrada y las señales de salida de un segundo detector de fase para una condición de sincronización interna que corresponde a la de la fig. 2, y

La fig. 9 muestra las señales de entrada y las señales de salida de este segundo detector de fase para un estado que corresponde al de la fig. 3.

La fig. 10 muestra la disposición de circuito de acuerdo con la invención utilizando tubos de descarga.

La fig. 1a, muestra la tensión de salida diente de sierra de un oscilador Miller transitron, que oscila en su frecuencia natural. En este ejemplo este oscilador Miller transistrón es diseñado como un oscilador diente de sierra, siendo muy simple cambiar la frecuencia del oscilador por medio de la tensión continua negativa producida por el detector de fase propio. Para este fin, esta tensión continua negativa es suministrada a la grilla supresora del tubo pentodo usado en esta disposición osciladora.

Será claro, sin embargo, que para cualquier otro oscilador de relajamiento puede usarse el mismo principio, por ejemplo en el caso de un oscilador de bloqueo que comprende un trió

25 6208



do, un transformador de bloqueo y los elementos RC necesarios, aplicando una tensión de polarización negativa a la grilla de control del triodo a través de los elementos RC, y sobreponien
do la tensión continua positiva derivada de dicho detector de
5 fase sobre esta tensión de polarización negativa. Durante la
descarga del capacitor presente en el circuito de grilla, la
tensión de grilla a la que la corriente anódica tiende a circu
lar nuevamente será alcanzada más pronto o más tarde de acuerdo
a si la tensión de polarización negativa es menor o mayor.

10 En una así llamada condición de sincronización externa no
sincronizada, el detector de fase usado no puede producir o ca-
si no puede producir tensión continua, de modo que el oscilador
es capaz de oscilar en su frecuencia natural que debería ser ele
gida de modo que sea menor que la frecuencia más baja posible de
15 la señal de sincronización. Para ese fin es deseable elegir un
detector asimétrico como detector de fase que es ajustado de mo
do que reuna la condición precedente.

La frecuencia de sincronización puede diferir de transmi-
sor a transmisor de modo que dicha elección de la frecuencia na
20 tural del oscilador es necesaria para asegurar que en todas las
circunstancias la disposición de circuito sea capaz de efectuar
la sincronización automáticamente.

También es necesario hacer la amplitud de la señal de sin
cronización suficientemente grande a fin de que esta señal, que
25 en el presente ejemplo es suministrada en sentido negativo a la
grilla supresora del tubo pentodo, sea capaz de efectuar la sin
cronización también para diferencias de frecuencia relativamente
grandes entre la frecuencia de sincronización y la frecuencia na
tural del oscilador.

30 Si se toma en consideración, por ejemplo que la frecuencia

256208



de trama natural del receptor de televisión alcanza a 50 c/s.
son posibles desviaciones de, por ejemplo, 47 a 53 c/s de modo
que la frecuencia natural del oscilador debe ser igual o menor
que 47 c/s. Sin embargo, la amplitud de la señal de sincroni-
5 zación debe ser tan grande que pueda efectuarse la sincroniza-
ción directa con una señal de sincronización de 53 c/s.

La fig. 1b muestra una señal de sincronización triangular
formada de acuerdo con la invención que puede ser obtenida de
una manera simple integrando la señal cuadrada derivada de la
10 señal de televisión recibida. Por razones de claridad la señal
en la fig. 1b es mostrada en el sentido positivo, aunque ella
es suministrada a la mencionada grilla supresora en sentido ne-
gativo, para indicar en que instante los impulsos de sincroni-
zación iniciarán el retorno del oscilador de relajamiento.

15 Esta iniciación está mostrada en la fig. 1c y se ve que
debido a la pendiente de los impulsos de sincronización el re-
torno de la señal diente de sierra coincide con los impulsos
de sincronización que ocurren solamente después de unos pocos
ciclos y aún entonces no completamente.

20 Esto está ilustrado en las figs. 2 y 3. La fig. 2 mues-
tra una condición de sincronización interna, difiriendo la fre-
cuencia de la señal de sincronización 1 solamente poco de la
frecuencia natural del oscilador que produce la señal de osci-
lador 2. En la fig. 3 esta desviación de frecuencia es consi-
25 derablemente mayor.

En la fig. 2, el impulso de retorno y el impulso de sin-
cronización consecuentemente coinciden más que en la fig. 3.
En otras palabras, la diferencia de fase resultante entre el
impulso de retorno y el impulso de sincronización es mayor en
30 el caso de la fig. 3, que en el de la fig. 2, de modo que en el



256208

caso de una desviación de frecuencia mayor entre dichas dos se
ñales, el detector de fase puede producir una tensión negativa
mayor que en el caso de la desviación de frecuencia menor.

Si por el contrario, la señal de sincronización cuadrada
5 no fuera integrada, como resultado de lo cual estaría disponi-
ble una señal como la mostrada en la fig. 5a o 6a, el retorno
de la señal diente de sierra invariablemente se iniciará por el
borde frontal de la señal de sincronización, de modo que el im
pulso de retorno y el impulso de sincronización siempre coinci-
10 dirían enteramente, como resultado de lo cual no habría diferen-
cia de fase entre las dos señales mencionadas y el detector de
fase invariablemente produciría la misma tensión continua, in-
dependientemente de dicha desviación de frecuencia.

Se notará que, como será explicado más adelante, el modo
15 en que las señales de control son suministradas al detector de
fase es importante para un funcionamiento satisfactorio de la dis-
posición de circuito. Por lo tanto, si estas señales fuesen sumi-
nistradas a un así llamado detector de coincidencia de la manera
convencional, este detector suministraría justamente la tensión
20 máxima si los impulsos de sincronización y los impulsos de retor-
no coincidiesen y no una tensión mínima como es requerida aquí.

También cuando se usa un oscilador de bloqueo o un multi-
vibrador inestable, la tensión continua positiva suministrada
por el detector de fase sería mayor cuanto más difiriese la fre
25 cuencia natural de estos osciladores de la frecuencia de sincro-
nización, dado que cuanto mayor es la diferencia, más rápidamen-
te debe circular corriente anódica en el tubo regulado en cada
ciclo.

La fig. 4 muestra en forma de bloque esquemático una rea-
30 lización posible de una disposición de circuito de acuerdo con

25 6208



la invención. En este caso, los impulsos de sincronización
cuadrados 3 son suministrados a un detector de fase 4. Este
detector de fase es un detector de coincidencia pero de modo
que en la condición de sincronización externa son producidos
5 impulsos de sincronización amplificados 5 de polaridad negati
va y duración de impulso reducida en la salida del detector 4.
Para este fin las tensiones diente de sierra 7 producidas por
el oscilador Miller transitron 6, son invertidas en fase por
el inversor de fase 8 y, después de limitación en el inversor
10 8 o en el detector de fase 4, son comparadas como señal de com
paración 9 con las señales de sincronización 3.

Esto está ilustrado con referencia a las figs. 5 y 6 que,
por razones de claridad, han sido dibujadas bajo las figs. 2
y 3, para indicar como es, para desviaciones de frecuencia de-
15 terminadas entre la señal de sincronización integrada y la fre
cuencia natural de la señal de oscilador 2, la posición de fa
se de las señales de sincronización cuadradas 3 (ver figs. 5a
y 6a respectivamente) en el detector de fase 4 con referencia
a las señales de comparación 9 (ver figs. 5b y 6b respectivamen
20 te). Se supone en el primer ejemplo que los impulsos de sincro
nización integrados 1 han efectuado la sincronización y que no
es suministrada o casi no es suministrada tensión reguladora
por el detector de fase 4. Los impulsos 1 entonces fluctúan
alrededor de un nivel de tensión promedia como se indica por la
25 línea 10 y provocan el comienzo del retorno en los instantes
 t_1 y t_2 respectivamente, en el caso de la fig. 2 y en los ins
tantes t_3 y t_4 respectivamente en el caso de la fig. 3.

La señal de comparación aplanada 9 es obtenida por inver
sión de fase de la señal 2 y limitándola al nivel de tensión
30 indicado por la línea 11. El detector de fase 4 es ajustado de

25 6208



modo que la corriente puede circular a través de este detector solamente cuando la señal de comparación 9 sobrepasa el nivel indicado por las líneas 12 (fig. 5b) y 13 (fig. 6b) y ocurren simultáneamente impulsos de sincronización 3. Si este es el caso, una corriente pulsante tiende a circular a través del detector 4, que, para una desviación de frecuencia como la mostrada en la fig. 2, está mostrada en la fig. 5c y que tiene una duración de impulsos T_1 y, para una desviación de frecuencia como la mostrada en la fig. 3, está mostrada en la fig. 6c con una duración de impulsos T_2 .

Esta corriente pulsante produce una tensión pulsante negativa 5 en los terminales de salida de 4, tensión que es integrada para obtener un impulso triangular 15, por la red integradora 16 y es aplicado para la sincronización directa al oscilador 6 a través de un atenuador 17, que es controlado por una parte de la disposición de circuito que será descrita separadamente.

En la condición de sincronización interna precedentemente descrita la señal de sincronización cuadrada consecuentemente se vuelve una duración de impulso variable, dependiente de la diferencia en frecuencia entre la frecuencia de la señal de sincronización y la frecuencia natural del oscilador.

Esta señal pulsante 15 también es suministrada a una red de filtro 18 de modo que en el terminal de salida de 18 aparece una tensión continua negativa filtrada que es suministrada al oscilador 6 como tensión reguladora y que, en el caso de la fig. 5 es menor que en el caso de la fig. 6 dado que $T_1 > T_2$, de modo que el valor promedio de los impulsos triangulares mostrados en la fig. 5d es menor que el mostrado en la fig. 6d. La constante de tiempo de la red de filtro 18 es muy grande, por ejemplo 5-10 seg., de modo de obtener una acción de volante sa-

25 6208



tisfatoria para el circuito regulador. Por lo tanto, después de establecer la sincronización por medio de la sincronización directa, pasará algún tiempo antes que la tensión reguladora ha ya alcanzado su último valor. Esto significa que el nivel de

5 tensión en que el retorno de la señal diente de sierra 2 comenzará cuando los impulsos sincronizadores no son suministrados, nivel que está indicado por la línea 10, se desplazará lentamente debido a la tensión reguladora negativa suministrada, esto es en el caso de la fig. 2 hacia el nivel indicado por la línea

10 19 y en el caso de la fig. 3, en que es producida una tensión continua negativa mayor, hacia el nivel indicado por la línea 20. Resulta evidente que dependiendo de la diferencia de frecuencia original entre la señal de sincronización y la frecuencia natural del oscilador 6, la frecuencia de la señal producida 2 es adaptada de modo que la sincronización directa solamente debe proveer el ajuste fino. En otras palabras, el detector de fase 4 con las redes 16 y 18, realiza el ajuste que sin este medio automático tiene que ser ajustado manualmente y que cambia tanto la frecuencia natural del oscilador que ningún impulso de sincronización normal que no tenga una amplitud demasiado grande es capaz de efectuar la sincronización.

La amplitud no demasiado grande es obtenida suministrando la señal de sincronización cuadrada 3 también a un segundo detector de fase 21. A este detector 21 es también suministrada una señal pulsante 22, que es obtenida por diferenciación de la señal diente de sierra 7 derivada del oscilador 6 en una red diferenciadora 23. La señal 3 es mostrada nuevamente en las

25 figs. 8a y 9a y la señal 22 en la fig. 8b para una desviación de frecuencia tal como se ilustra en la fig. 2 y en la fig. 9b para una desviación de frecuencia mostrada en la fig. 3. En la

30

256208



5 salida de 21 es producida una señal pulsante que en dependen-
cia de dicha desviación de frecuencia tendrá una forma como la
indicada en las figs. 8c y 9c. Esta señal de salida es filtra-
da por medio de una red 24 y suministrada al atenuador 17 como
10 una tensión de control. A medida que aumenta lentamente la ten-
sión de salida de 18, como resultado de la constante de tiempo
grande de esta red, el nivel de tensión mostrado en las figs. 2
y 3 sube desde el nivel indicado por la línea 10 al nivel indi-
cado por las líneas 19 y 20 respectivamente y los impulsos 15
ya reducidos en duración son simultáneamente atenuados, de mo-
do que en última instancia son formados impulsos de sincroniza-
ción acortados y atenuados que están indicados por los impulsos
26 en el caso de la fig. 2 y por los impulsos 27 en el caso de
la fig. 3.

15 La atenuación de los impulsos de sincronización se efectúa por dos razones.

Como se ve de las figs. 2 y 3, los impulsos de sincroni-
zación no acortados ni atenuados 1, que son obtenidos de una ma-
nera que será descrita, fluctúan alrededor del nivel indicado
20 por la línea 10. Si este nivel aumenta al nivel indicado por
las líneas 19 y 20 respectivamente, aumenta el valor promedio
alrededor del cual fluctúan los impulsos sincronizadores. Si
ellos no fuesen acortados y atenuados, esto significa que impul-
sos de interferencia que igualmente fluctúan alrededor del ni-
vel de las líneas 19 y 20 respectivamente, también tendrían una
25 gran amplitud, como resultado de lo cual estos impulsos podrían
causar un retorno indeseado. Sin embargo, si estos impulsos
son acortados y atenuados de modo que a la tensión de control
suministrada por 18 justamente es posible la sincronización di-
30 recta, también los impulsos de interferencia serán controlados

25 6208



y atenuados a causa de que ellos solamente pueden ocurrir durante el período en que la señal de comparación 9 excede el nivel indicado por la línea 12, mientras es operativo el atenuador 17 controlado por 21.

5 El acortamiento exacto de los impulsos sincronizadores es detenido limitando la tensión diente de sierra invertida en fase de acuerdo con un nivel mostrado por la línea 11. Dado que el borde frontal del retorno de la tensión diente de sierra no es infinitamente empinado, los instantes en que esta señal de comparación cae por debajo del nivel indicado por la línea 12, invariablemente ocurrirán después de los instantes t_1 y t_2 de la fig. 2 y después de los instantes t_3 y t_4 de la fig. 3, gracias a dicha limitación.

15 Una segunda razón por la cual es deseable la atenuación de los impulsos sincronizadores, es que la tensión continua en el terminal de salida de 18 es obtenida ahora con menos amplificación que sin esta atenuación. Por lo tanto, si los impulsos 1 fueran acortados pero no atenuados, los impulsos 1 con la línea 10 desplazándose hacia arriba, mantendrían la misma pendiente y también se desplazarían hacia arriba con esta misma pendiente. Dado que el comienzo del retorno está indicado por el punto de intersección de un impulso triangular y la tensión diente de sierra, el resultado sería que los impulsos sincronizados coincidirían más con los impulsos de retorno y esto resulta en una considerable disminución de la duración de los impulsos 5. Como resultado de esto, también el valor promedio de esta señal de salida disminuirá considerablemente para el mismo grado de amplificación del detector 4. Por lo tanto, si debe obtenerse la misma tensión de control negativa de la red de filtro 18 usando impulsos de sincronización sin atenuar, la amplifica-

25 6208



5 ción de 4 debería ser elevada. Esto significa, que las perturbaciones, si las hubiera, serían también amplificadas aún más, de modo que la influencia de estas perturbaciones no solamente es mayor a causa que ellas no son atenuadas en el atenuador 17, sino que además, reciben una amplificación extra en el detector 4.

10 Si por el contrario, los impulsos sincronizadores son atenuados, su pendiente cambia de modo que son formados impulsos 26 y 27 respectivamente. Como se ve de las figs. 2 y 3, la duración de impulso T_1 de la señal mostrada en la fig. 5d y la duración de impulso T_2 respectivamente de la señal mostrada en la fig. 6d, como resultado, no cambian de modo que también el valor promedio de la señal suministrada a 18 permanecerá igual durante la lenta formación de la tensión de salida de la red 18.

15 La fig. 3 también prueba la importancia de la tensión continua suministrada por 18 en el caso de que fallen los impulsos sincronizadores. Por lo tanto, si algunos impulsos de sincronización fallasen, esta tensión continua desplazará el comienzo del retorno desde el instante t_3 al instante t_5 o desde t_4 a t_6 , pero sin esta tensión continua este comienzo se desplazará del instante t_3 al instante t_7 o de t_4 a t_8 . Esto significa que la amplitud de la tensión de control diente de sierra cambia considerablemente de modo que también varía mucho la altura de la imagen reproducida cuando algunos impulsos de sincronización fallan, lo que es muy molesto para el televidente.

20 El uso del circuito regulador, detector de fase 4 y la red de filtro 18 con una constante de tiempo grande asegura una acción volante satisfactoria, dado que la tensión continua producida es mantenida por un tiempo bastante largo de modo que la frecuencia y la amplitud de la tensión diente de sierra producida

25

30

25 6208



cambiará poco solamente, también en el caso de que fallen varios impulsos sincronizadores.

Si por una u otra razón se pierde la sincronización, deben ser distinguidos dos estados. En primer lugar, la frecuencia f_s de la señal de sincronización puede ser menor que la frecuencia f_o de la señal de oscilador producida, por ejemplo a causa de que la tensión de salida de 18 aún no ha decrecido suficientemente cuando este estado no sincronizado es producido por conmutación de un transmisor a otro. En el segundo caso f_s es más alta que f_o y este estado puede resultar de la conexión del receptor.

Por razones de claridad, el estado para $f_s < f_o$ es mostrado en la fig. 7 de una manera algo exagerada. Para este fin, la fig. 7a muestra la señal de sincronización 3 y la fig. 7b la señal de comparación 9. Dado que el detector 4 solamente conducirá corriente cuando la tensión de la señal 9 excede el nivel indicado por la línea 12 y simultáneamente ocurren impulsos de sincronización, la corriente resultante a través del detector 4 es como se muestra en la fig. 7c, de la que resulta que ahora solamente después de un cierto número de ciclos, serán transmitidos impulsos sincronizadores de duración no acortada, de modo que el valor promedio de esta señal de salida está comprendido muy por debajo del del detector 4 en la condición de sincronización interna en que durante cada ciclo de la señal de sincronización será transmitido un impulso, si bien acortado. Por lo tanto la tensión de salida promedio de 4 en la condición de sincronización externa no sincronizada, será considerablemente más pequeña que para una condición sincronizada interna, de modo que en el caso de una tensión de salida definida en los terminales de 18, esta tensión será capaz de decrecer lentamente como resulta



do de lo cual, la señal producida por el oscilador 6 tenderá gradualmente a alcanzar la frecuencia natural del oscilador. Una vez que es alcanzada una frecuencia inferior que la de la señal de sincronización, puede efectuarse una sincronización directa como se muestra en la fig. 1. De hecho cada impulso no acortado que ocurre iniciará el comienzo de un retorno. Sin embargo, en tanto que la tensión de 18 no ha disminuido suficientemente, f_s permanece menor que f_o , como resultado de lo cual nuevamente deben pasar algunos ciclos antes que pueda iniciarse el retorno siguiente. La sincronización directa es efectuada por el atenuador 17 que no es totalmente operativo, dado que tampoco el segundo detector de fase 21 suministra ninguna tensión en esta condición de sincronización externa no sincronizada, y consecuentemente, los impulsos de salida negativos de 4, después de integración en 16, son suministrados al oscilador 6 sin acortar (línea curva llena 15) y sin atenuar (línea curva llena 25) como se indica por los impulsos 1 en las figuras 2 y 3.

Si por el contrario $f_s > f_o$, la tensión de salida de 18 será muy baja en tanto que la sincronización no ha sido efectuada. Sin embargo, esta puede ser comenzada por el primer impulso de sincronización no acortado entrante de una manera como se muestra en la fig. 1, después de lo cual comenzará un proceso similar al precedentemente descrito.

Sin embargo, cuando se ha establecido la sincronización, se presenta una dificultad en relación con la constante de tiempo grande de la red 18. Dado que, si no se toman medidas especiales, la sincronización directa produciría la sincronización después de algunos ciclos, y si la constante de tiempo de la red 24 es pequeña con respecto a la de la red 18, el atenuador

25 6208



17 ya habría atenuado los impulsos considerablemente antes que la tensión de salida de 18 haya aumentado al valor finalmente requerido. Como resultado, de esto, las amplitudes de los impulsos de sincronización directa se han vuelto muy pequeños, de modo que la sincronización se pierde nuevamente. La tensión de salida de 21 tiende a disminuir, como resultado de lo cual la amplitud de los impulsos de sincronización aumenta, la sincronización es nuevamente establecida, es perdida de nuevo, etc., etc., de modo que se obtiene un estado inestable.

5

10 Sin embargo, la constante de tiempo de la red 24 siempre debería ser mucho menor que la constante de tiempo de la red 18, dado que, cuando la sincronización se pierde por una u otra causa, siempre deberían estar disponibles impulsos no acortados ni atenuados tan rápidamente como sea posible, a fin de que la sincronización sea establecida inmediatamente en el momento en que la tensión de 18 ha decrecido a cero. A fin de hacer posible una disposición de circuito estable para una constante de tiempo de 24 que es pequeña con respecto a la de 18, la señal diente de sierra no debería ser invertida en fase antes de ser su-

15

20 ministrada a la red diferenciadora 23. Como resultado, en la condición de sincronización externa no sincronizada, los impulsos de sincronización y de retorno no coinciden del todo, mientras que cuando se establece la sincronización, ambos impulsos coincidirán cada vez más, como resultado de lo cual la tensión de salida de 21, filtrada por 24, tenderá a aumentar más y más.

25

30 Como consecuencia de esto, los impulsos l son atenuados más y más, lo que significa que la pendiente de los impulsos triangulares disminuye. Dado que la tensión de salida de 18 aumenta mucho más lentamente, la línea 10 no se desplazará provisoriamente y por lo tanto se sigue que los impulsos sincroniza-

25 6208



dores 1 en las figs. 2 y 3 se desplazarán hacia la izquierda con respecto a la señal 2, dado que el punto de intersección de las señales 1 y 2 tiene que permanecer a aproximadamente el mismo nivel. La diferencia de fase entre los impulsos de sincronización y de retorno aumenta y por lo tanto se sigue, como puede verse en las figs. 8 y 9, que la duración de impulso de la señal de salida de 21 disminuye y consecuentemente la tensión de control promedia para el atenuador disminuirá. Como resultado de esto la atenuación disminuye y la sincronización no se pierde. La tensión de salida de 18 puede ser formada lentamente, como resultado de lo cual, la línea 10 puede desplazarse hacia arriba y los impulsos de sincronización pueden desplazarse nuevamente hacia la derecha.

La disposición de atenuación consecuentemente se frena automáticamente, y, en dependencia de la diferencia en la constante de tiempo entre las redes 18 y 24, el desplazamiento hacia y desde, de los impulsos 1 puede ocurrir una cantidad de veces. Este movimiento puede ser considerado como una oscilación atenuada que termina en el momento en que la tensión de salida de 18 ha alcanzado su valor final.

La fig. 10 muestra una realización con tubos de descarga estando numeradas las partes correspondientemente tanto como sea posible. Como se ha establecido, el oscilador 6 es un oscilador Miller transitron, que tiene un tubo pentodo, desde cuyo anodo es derivada la señal diente de sierra 7. Esta señal es suministrada al detector de fase 4 a través del inversor de fase 8, y a través de la red diferenciadora 23, que comprende el capacitor 30 y el resistor 31, al anodo del triodo 32, que forma parte del segundo detector de fase 21, a cuya grilla de control es suministrada la señal de sincronización cuadrada 3 a través del

256208



capacitor de grilla 47 y el resistor de escape 48. Debido a que la corriente de grilla tiende a circular, es producida la tensión de polarización negativa requerida para el tubo 32.

5 El detector de fase 4 consiste de un tubo multigrilla 33, a cuya grilla de control es suministrada la señal 7 invertida en fase como una señal de comparación 9 a través de un capacitor de grilla 34 y un resistor de escape 35. Dado que el catodo de este tubo ha sido llevado a un potencial negativo con respecto a masa por medio de la batería 36, se produce

10 corriente de grilla que limita la señal 9 en las crestas de esta señal, de modo que se forma la cresta plana mostrada en las figs. 5b y 6b respectivamente. Al mismo tiempo el capacitor 34 es cargado por la corriente de grilla, como resultado de lo cual se obtiene la tensión de grilla negativa requerida. La señal de sincronización 3 es suministrada a la segunda grilla de control del tubo 33 a través del capacitor

15 de grilla 49 y el resistor de escape 50, siendo obtenida la tensión de polarización negativa para esta segunda grilla de control por la corriente de grilla. El anodo de este tubo está conectado a masa a través de los resistores 37 y 38 y, fallando las señales entrantes, consecuentemente está a potencial de masa. Las grillas pantallas pueden ser llevadas a un potencial positivo pequeño con respecto a masa o puede darseles

20 potencial de masa de acuerdo con el ajuste deseado. Si una corriente pulsante circula a través del tubo 33 como se muestra en las figs. 5c y 6c para una condición de sincronización interna y en la fig. 7c para una condición de sincronización externa no sincronizada, el anodo se volverá negativo con respecto a masa durante la circulación de esta corriente pulsante. Las tensiones de impulsos negativos 5 así formadas son

25

30

256208



integradas por la red integradora 16 que comprende el resistor 37 y el capacitor 39, y son suministradas como impulsos integrados 15 al atenuador 17 a través del capacitor de acoplamiento 40.

5 Este atenuador 17 comprende una combinación paralela de un diodo 41 y un resistor 42. En la condición de sincronización externa no sincronizada, el detector de fase 21 no produce tensión, de modo que el diodo 41 no está bloqueado y los impulsos 15, no acortados ni atenuados, son suministrados para la sincronización directa, a la grilla supresora del pentodo 44 a través del capacitor 43.

10 En la condición de sincronización interna por el contrario, el detector 21 produce una tensión definida dependiente de la diferencia de fase entre los impulsos de sincronización y de retorno, tensión que es filtrada por el filtro 24 y bloquea el diodo más o menos. Como resultado, el valor de resistencia total de la combinación paralela 41, 42, se vuelve mayor y los impulsos 15 son atenuados.

15 Los impulsos negativos 15 producidos sobre el capacitor 29, también son suministrados a través del resistor 37, a la red de filtro 18 que comprende el resistor 38 y el capacitor de valor alto 45. Por medio de esta red, los impulsos 15 son filtrados tanto como sea posible, de modo que es producida una tensión continua negativa sobre el capacitor 45, tensión que es suministrada a la grilla supresora del tubo 44 a través del resistor de escape 46.

20 Si esta tensión negativa es baja, el punto en que con tensión anódica decreciente, la corriente anódica en el tubo 44 es bloqueada en favor de la corriente de grilla pantalla, es alcanzada posteriormente que en el caso de una tensión negati



va más alta en esta grilla supresora. Por esto es que la línea 10 en las figs. 2 y 3, en que la señal 2 representa la ten sión en el anodo del tubo 44, se desplaza hacia arriba con la tensión de salida de 18 en aumento, y esta es la razón por que, 5 impulsos de sentido negativo son mostrados también en la manera como se hace en las figs. 1, 2 y 3 (en las figs. 2 y 3 los impulsos 25 están indicados por las referencias 1, 26 y 27).

Será claro que, cuando se usa un tipo distinto de oscila 10 dor de relajamiento, también las polaridades de las distintas tensiones deben estar adaptadas. Sin embargo, la idea de la se ñal de sincronización triangular permanece íntegramente válida. Esto ya ha sido establecido precedentemente para un oscilador de bloqueo, pero también en el caso de una disposición multi- 15 vibratora inestable que tiene dos tubos de descarga como oscilador de relajamiento una tensión de polarización negativa para una grilla de control de uno de los dos tubos debe ser combinada con una tensión reguladora positiva del detector de fase 4. También el impulso de sincronización 1 debería ser diri 20 gido positivamente y ser suministrado a la misma grilla que aquella para la cual se produce la tensión reguladora, mientras que la señal de comparación debe ser derivada del anodo del tu 30 bo regulador.

Si en el caso del multivibrador, el detector de fase 4 fuera usado de una manera correspondiente tal como en el pre- 25 sente ejemplo, el tiempo en que es bloqueado el tubo a cuya grilla de control son suministrados impulsos de sincronización, debería ser más corto que el tiempo en que es bloqueado el otro tubo a saber correspondiente a la misma parte del período que la indicada por la cresta plana de la señal de comparación 9 30 en las figs. 5b, 6b y 7b.

256208 - 24



5 Lo principal es siempre que en la condición sincronizada interna, la señal de comparación suministrada al detector de fase 4 bloquea la corriente a través de este detector en o poco después del instante en que se inicia el retorno del oscilador. En el caso de la disposición multivibradora inestable, el instante en que el tubo regulador en su circuito de grilla es liberado por los impulsos de sincronización, debe ser considerado como el comienzo de este retorno.

10 La disposición de circuito atenuador no es estrictamente necesaria. Si una sensibilidad mayor a interferencias es aceptable, los impulsos de sincronización pueden tener una amplitud mayor en la condición de sincronización interna y también la amplificación del detector 4 tendrá que ser mayor que cuando los impulsos de sincronización son atenuados.

15 También será claro que la disposición de circuito de acuerdo con la invención puede ser usada en todos aquellos casos en que un oscilador de relajamiento de una frecuencia natural comparativamente baja debe ser sincronizado por medio de impulsos de sincronización cuadrados y pueden ocurrir grandes desviaciones de frecuencia entre la frecuencia de la señal de sincronización y la frecuencia natural del oscilador de relajamiento.

20 Si la duración de impulso de los impulsos triangulares usados para la sincronización directa no debe ser acortada, no es necesario obtenerla a través de la red integradora 16 del detector 4. En este caso, un terminal de entrada de la red integradora 16 puede ser conectado directamente al separador de sincronización en el receptor y un terminal de entrada de la red de filtro 18 con el terminal de salida del detector de fase 4. El nivel limite indicado por la línea 11 en la fig. 1
25 puede entonces ser desplazado, de modo que la duración de la
30

256298



cresta plana de la señal de comparación 9 es acertada. Como resultado, la tensión de salida del detector de fase 4 puede ser menor en el estado no sincronizado de sincronización externa.

5 Esta solicitud que corresponde a la presentada en Holan
da, el 5 de Marzo de 1959, bajo el Núm. 236.820, se acoge a
los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Pro
piedad Industrial.

10

N O T A

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 siguientes:

1.- Disposición de circuito para sincronizar un oscila-
dor de relajamiento, en particular el oscilador para producir
20 la tensión de control para el circuito deflector vertical en
un receptor de televisión, por medio de impulsos de sincroni-
zación cuadrados que son suministrados a un detector de fase
al que también es suministrada una señal de comparación deri-
vada del oscilador de relajamiento, siendo filtrada la tensión
25 de salida del detector de fase en una red de filtro para una
tensión continua, red de filtro que está conectada a un ter-
minal de entrada del oscilador, caracterizada por el hecho de
comprender un canal cuya salida está conectada a un terminal
de entrada del oscilador, y en que está incluida una red inte-
30 gradora para integrar los impulsos de sincronización cuadrados

25 6208



suministrados a la entrada del canal.

5 2.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada por el hecho que el detector de fase es un detector asimétrico que es ajustado de modo que no suministra o substancialmente no suministra tensión en la condición no sincronizada de sincronización externa.

10 3.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2, caracterizada por el hecho de que la señal de comparación suministrada desde el oscilador es suministrada al detector de fase con una polaridad tal que el detector de fase es bloqueado en la condición de sincronización interna en o poco después del instante en que un retorno del oscilador de relajamiento es iniciado por los impulsos de sincronización integrados.

15 4.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizada por el hecho de que la parte de un período de la señal de comparación en que esta señal alcanza un valor que libera el detector de fase, excede la duración de impulso de un impulso de sincronización cuadrado.

20 5.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 4, caracterizada por el hecho de que la entrada del canal que comprende la red integradora, está conectada a un terminal de salida del detector de fase.

25 6.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 4 ó 5, caracterizada por el hecho de que dicho canal comprende un atenuador controlado separadamente que está conectado al terminal de salida de la red integradora.

30 7.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindi



cación 6, caracterizada por el hecho de que el terminal de en
trada de dicha red de filtro está conectado al punto de unión
de los terminales de entrada y terminales de salida de la red
integradora y el atenuador.

5 8.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera
de las reivindicaciones 6 ó 7, en que el atenuador es contro-
lado por medio de la tensión de salida filtrada de un segundo
detector de fase al que son suministrados impulsos de sincro-
nización cuadrados y una señal de comparación, también deriva-
10 da del oscilador, caracterizada por el hecho de que la señal
de comparación es suministrada al segundo detector de fase con
una polaridad tal que el detector de fase es liberado en el es
tado de sincronización interna en o poco después del instante
en que un retorno del oscilador de relajamiento es iniciado
15 por los impulsos de sincronización integrados.

 9.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera
de las reivindicaciones que anteceden, en que el oscilador de
relajamiento es un oscilador Miller transitron que comprende
un tubo pentodo y en el que el detector de fase mencionado en
20 primer término está conectado como un detector de coinciden-
cia por medio de un tubo multi-grilla, caracterizada por el
hecho que la señal diente de sierra derivada del anodo del tu-
bo pentodo es suministrada, a través de un inversor de fase y
a través de un capacitor de grilla y resistor de escape a una
25 primera grilla de control del detector de coincidencia, cuyo
catodo está conectado al terminal negativo de una fuente sepa-
rada de tensión continua, cuyo terminal positivo está a poten-
cial de masa.

 10.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivin-
30 dicación 9, caracterizada por el hecho de que la señal diente

25 6208



de sierra derivada del anodo del tubo pentodo es suministrada, a través de una red diferenciadora, al segundo detector de fase también conectado como un detector de coincidencia.

5 11.- Disposición de circuito para sincronizar un oscilador de relajamiento.

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 veintiseis hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, - 2 MAR. 1960

P.A.

Alberto de Elzab...
Por...

25 6208

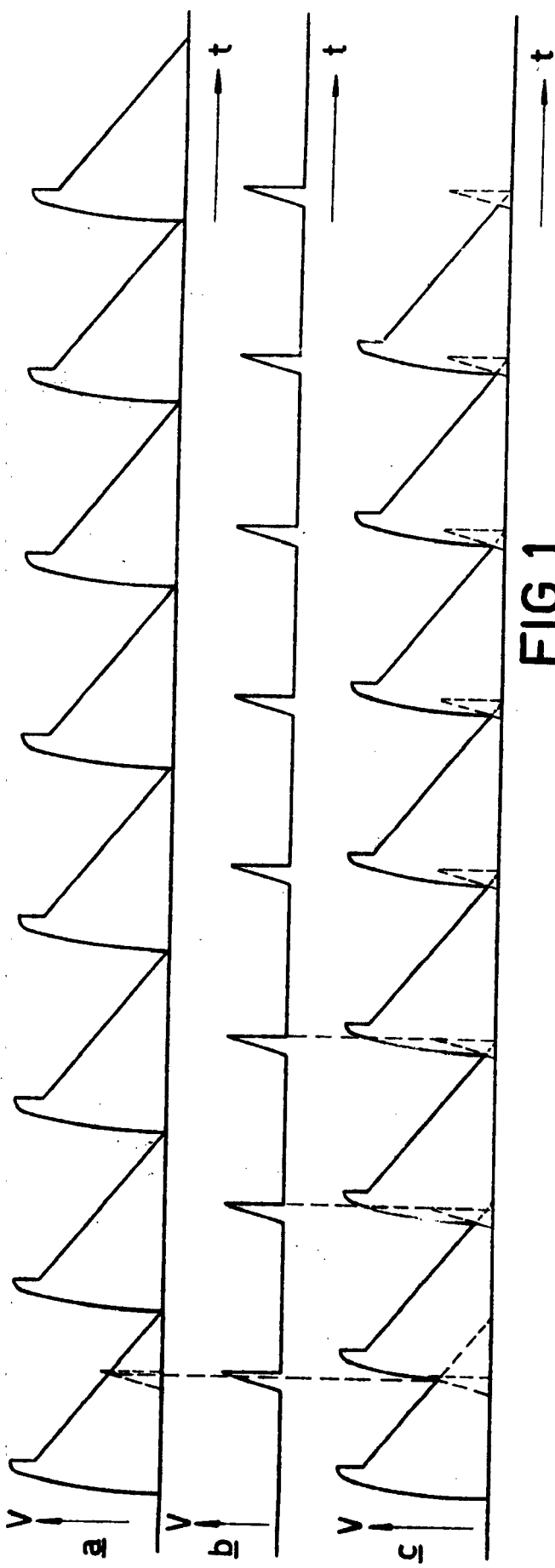


FIG. 1

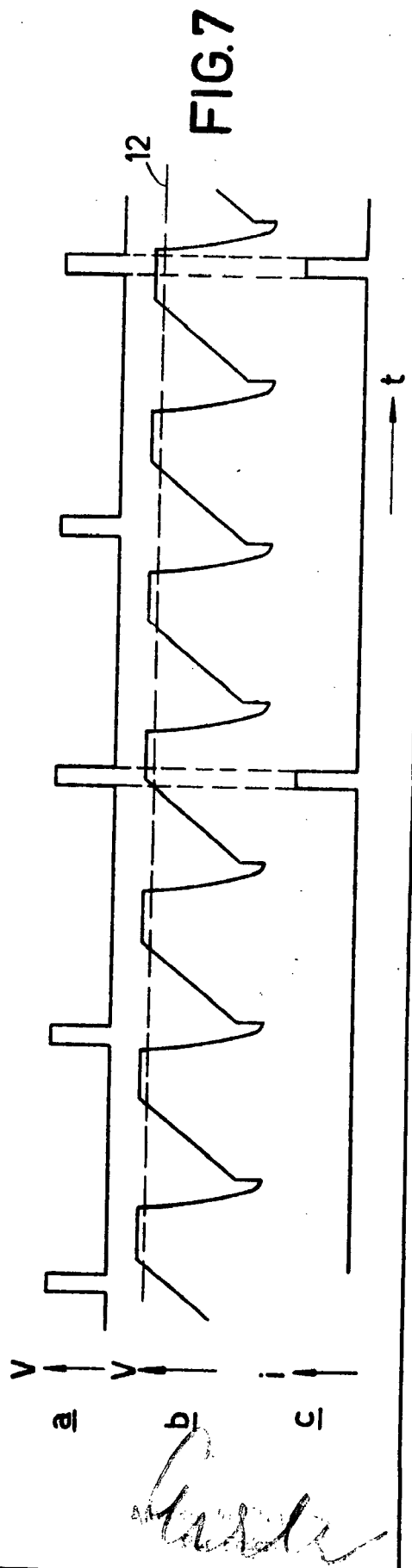


FIG. 7

256203

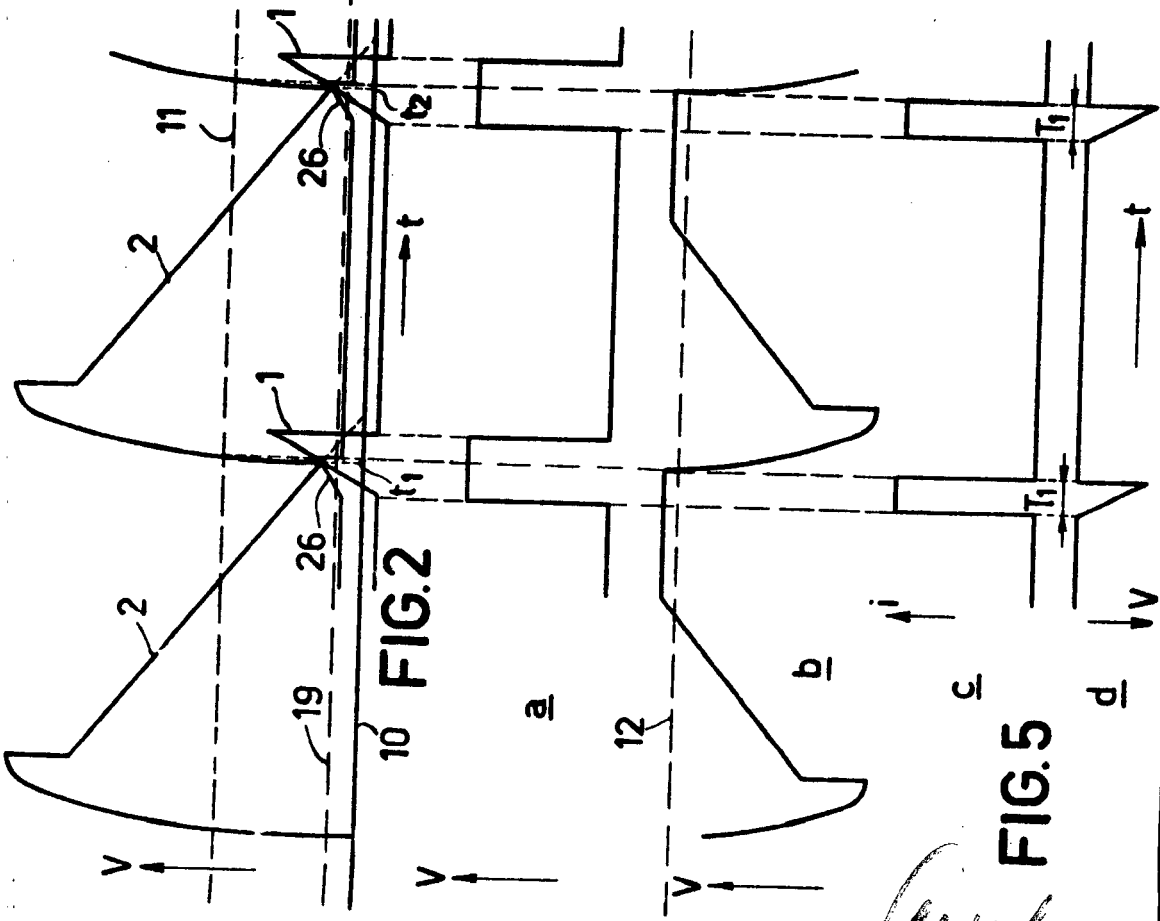


FIG. 2

FIG. 5

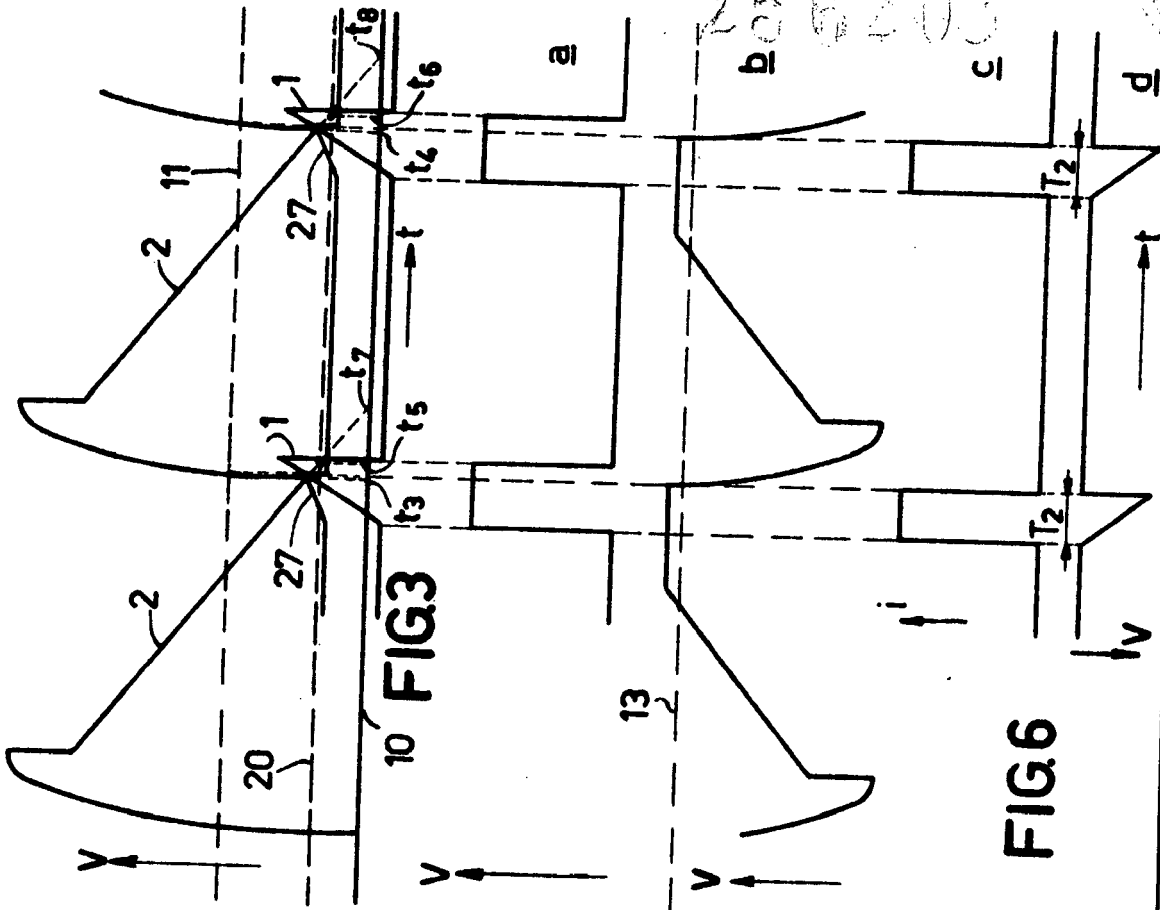


FIG. 3

FIG. 6

25 62 00

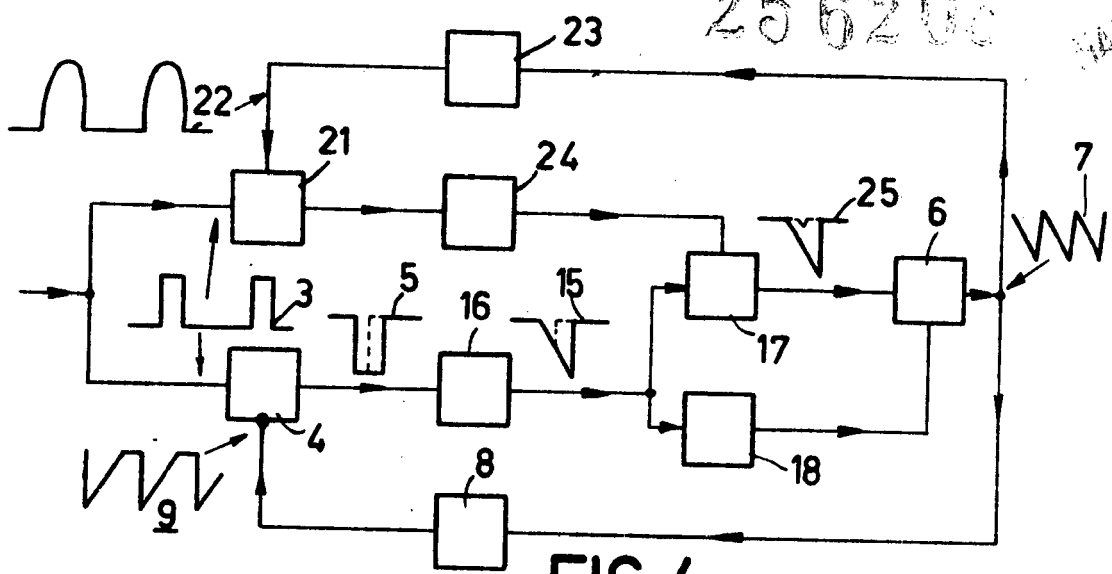


FIG. 4

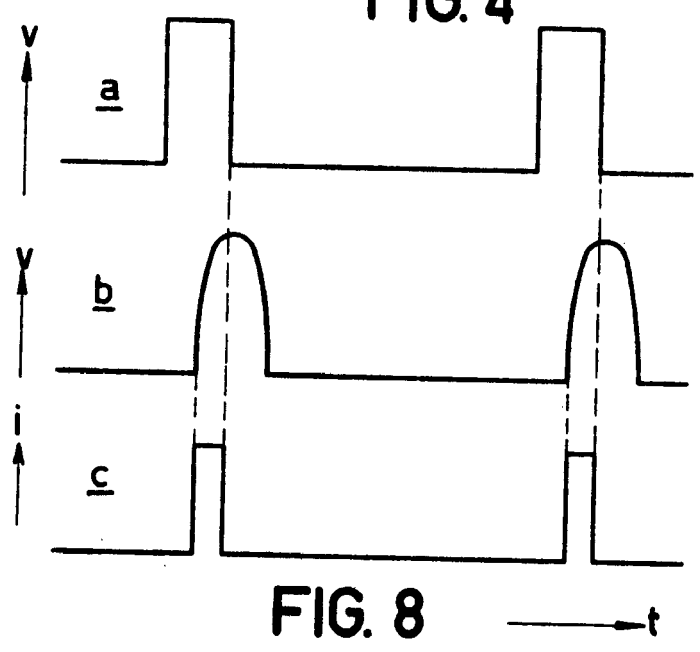


FIG. 8

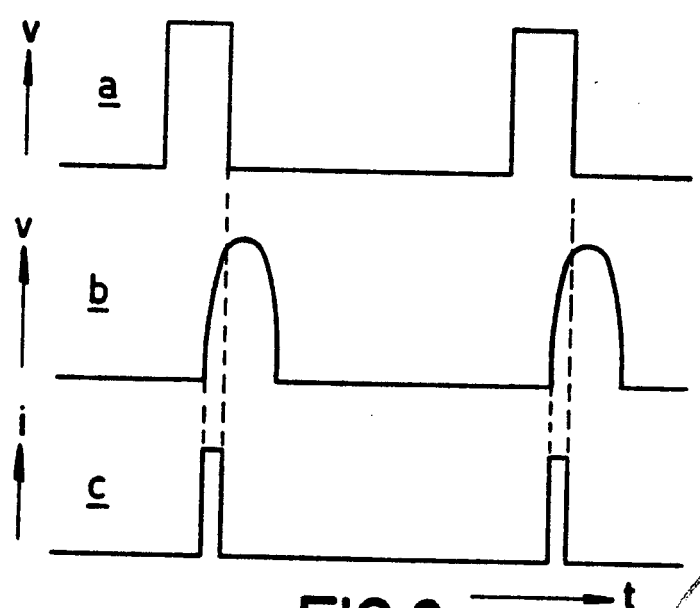


FIG. 9

Handwritten signature or initials in the bottom right corner.

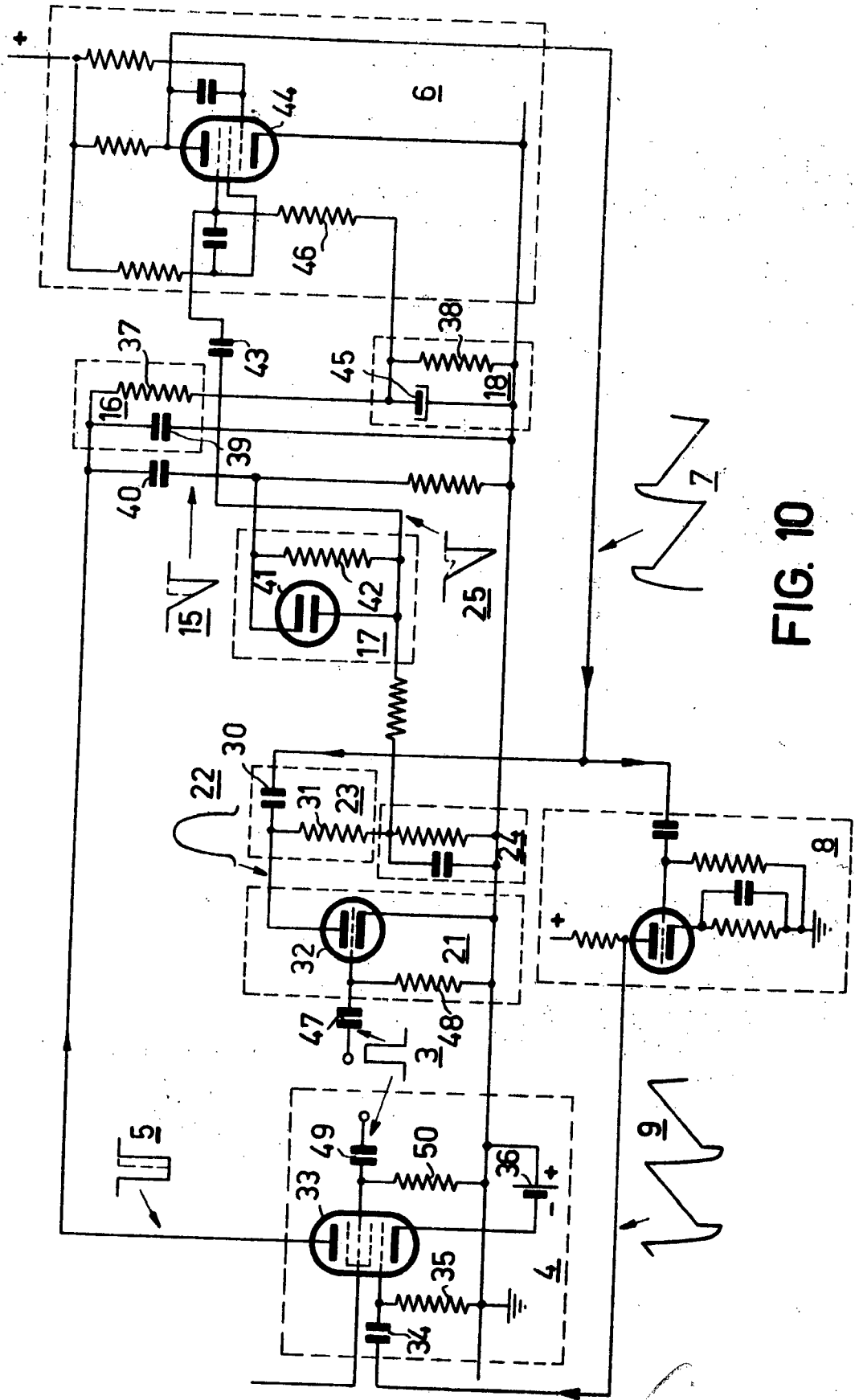


FIG. 10

Alfonso de Elizaburu
For Foden.