

316360

17



P-29.830

PHN 213

17 AVE 1965

MEMORIA DESCRIPTIVA

que se presenta para unir a la solicitud
de

P A T E N T E D E I N V E N C I O N

formulada el 11 de Agosto de 1965, con el nº 316.360

en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN, entidad holande-
sa, establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda, por:
"UN DISPOSITIVO PARA ALIMENTAR LAMPARAS FLUORESCENTES"

=====

La invención se refiere a un dispositivo que in-
cluye un oscilador, al menos un rectificador controlado y
un circuito de salida acoplado a una carga y amortiguado
suberíticamente por ella, circuito de salida que es excita-
do a través del rectificador por una fuente de tensión con-
5 tina para convertir la tensión de la fuente de tensión con-
tina en una tensión alterna de una frecuencia igual a la
frecuencia de las oscilaciones del oscilador o a un múlti-
ple o fracción determinado de la misma para alimentar con
10 ella una carga cuya impedancia disminuye a su valor operativo.

24-1000-1000

con un retardo de tiempo cuando es conectado el dispositivo.

5 Tales dispositivos ya han sido descritos, por ejemplo, en la solicitud de patente holandesa Núm. 261.180, en que la carga consiste substancialmente de uno o más tubos de descarga fluorescentes. Sin embargo, frecuentemente se producen cargas, cuya impedancia disminuye a un valor operativo con un retardo de tiempo cuando el dispositivo es conectado. Además de tubos fluorescentes y otros tubos de descarga con relleno gaseoso o de vapor, pueden mencionarse por ejemplo los tubos electrónicos normales con cátodo caliente y todas las cargas cuyo componente ohmico tiene un coeficiente de temperatura fuertemente negativo.

10 Cuando un dispositivo del tipo descrito en el exordio es conectado, a menudo está substancialmente no cargado o al menos fuertemente sub-cargado, hasta que la impedancia de la carga ha disminuído a su valor operativo, por ejemplo, hasta que es encendido un tubo gaseoso alimentado por el dispositivo. Como resultado la tensión de salida, y consecuentemente también la tensión en el rectificador o rectificadores controlados de la etapa de salida del dispositivo, aumenta muy rápidamente y alcanza un valor mucho más alto que el valor que ocurre durante el funcionamiento normal y que el valor requerido para producir una descarga a través de la carga, por ejemplo para encender un tubo de descarga. El resultado de esto es que el rectificador o rectificadores controlados de dicha etapa de salida, particularmente cuando se usan rectificadores semiconductores, a menudo es o son dañados o destruídos durante el corto período que transcurre entre la conexión del dispositivo y el instan-



te en que la impedancia de la carga ha disminuído a su valor operativo.

El objeto de la invención consiste en evitar tal condición operativa temporaria peligrosa.

5 El dispositivo de acuerdo con la invención se caracteriza porque la red determinadora de frecuencia del oscilador está construída de modo que cuando el dispositivo es conectado, la frecuencia operativa del oscilador es primero comparativamente baja y aumenta a su valor operativo con un
10 retardo tal que, cuando el dispositivo es conectado, la elevación de la tensión alterna más alta a su valor operativo es retardada al menos tanto como la disminución de la impedancia de carga.

En una realización del dispositivo de acuerdo con
15 la invención, un resistor dependiente de la temperatura está conectado en la red determinadora de la frecuencia del oscilador de modo que la frecuencia operativa del oscilador aumenta con la temperatura de dicho resistor.

Como resistor dependiente de la temperatura puede
20 utilizarse un resistor N.T.C. o un resistor P.T.C., esto es un resistor que tiene un coeficiente de temperatura fuertemente negativo o positivo, respectivamente. Preferiblemente, se utiliza un resistor P.T.C., por ejemplo en la forma de un filamento de una lámpara incandescente.

25 A fin de que la invención pueda ser fácilmente llevada a la práctica, la misma será descripta a continuación más detalladamente, a título de ejemplo, con referencia al dibujo que se acompaña, en que:

La figura 1 es el diagrama de circuito de un in-
30 versor auto-generador que incluye rectificadores semiconduc-

316360



tores controlados de acuerdo con la invención.

La figura 2 es el diagrama de circuito de principio de un inversor que incluye una etapa de salida controlada por un oscilador auto-generador, y

5 Las figuras 3, 4 y 5 con los diagramas de circuito de tres realizaciones del oscilador de control de dicho inversor.

El dispositivo mostrado en la figura 1 es del tipo descrito en la solicitud de patente holandesa Núm. 261.180.

10 El mismo comprende dos rectificadores semiconductores controlados 1 y 2, por ejemplo, del tipo BTX 17, cuyos ánodos están directamente conectados al terminal positivo de la fuente de alimentación de tensión continua 9 de, por ejemplo, 100 volts. Los emisores de dichos rectificadores están conectados a los extremos respectivos del primario 3 de, por ejemplo 2 x 23 espiras de un transformador 4 y la derivación central de dicho devanado está conectada al terminal negativo de la fuente 9 a través de una inductancia 21 de, por ejemplo 50 μH y un interruptor 11. Un capacitor 18 de,

15 por ejemplo 2 μF está conectado sobre el devanado 3 y esta disposición paralela forma, junto con la inductancia 21, un circuito oscilante con carácter de resonancia serie. La parte capacitiva 3, 18 de dicho circuito está acoplada a un circuito de carga por medio de un secundario 12 de, por ejemplo, 46 espiras del transformador 4. Dicho circuito de carga consiste de la combinación paralela de un número de tubos fluorescentes 14, 14', por ejemplo, del tipo TLS de 40 Watts cada uno en serie con una impedancia de control 17, 17' de

20 17 mH y 40.000 pF respectivamente. Como resultado de dichas impedancias de control diferentes se obtiene que la carga

30

316300



sea substancialmente ohmica y que las corrientes alternas a través de los tubos 14 y 14' estén desplazadas en fase en aproximadamente 90° entre sí lo que impide un efecto estroboscópico.

5 Los rectificadores semiconductores controlados 1 y 2 son vueltos periódicamente conductores en forma alternada por pulsos producidos bajo el control de la corriente a través de un segundo circuito oscilante subcríticamente amortiguado conectado sobre la parte capacitiva 17, 18 del circuito resonante serie 3, 18, 21. Este segundo circuito resonante consiste substancialmente de un capacitor 22 de, por ejemplo 0,1 μ F y una inductancia de, por ejemplo, 1,2 mH conectada en serie con el mismo. Comprende además un devanado 25 de, por ejemplo, 15 espiras dispuestas sobre un núcleo saturable 24 de un material ferromagnético, por ejemplo, un núcleo anular de una ferrita, por ejemplo ferroxcube. El devanado 25 está conectado en serie con el capacitor 22 y la inductancia 23. El mismo forma el primario con la baja impedancia de un transformador de control no lineal que comprende el núcleo 24 y dos secundarios 26 y 27 provistos sobre el mismo de, por ejemplo, 20 espiras cada uno, cada uno de los cuales está acoplado al circuito entre los electrodos de emisor y de control de uno de los rectificadores controlados 1 y 2. Cada uno de dichos circuitos comprende un resistor 30 y 31 respectivamente, de, por ejemplo, 200 ohms que está conectado al secundario 26, 27 respectivamente a través de un diodo 28 y 29 respectivamente, por ejemplo, del tipo OA 210

10

15

20

25

- 5 - 316360



conectado en la dirección de paso con respecto a la corriente para el electrodo de control. Dichos diodos aseguran a los rectificadores controlados 1 y 2 contra pulsos inversos bloqueándolos.

5 La fuente de alimentación de tensión continua 9 es derivada por un capacitor electrolítico 10 de, por ejemplo 100 μF y el circuito anodo-emisor del rectificador 1' es derivado por un capacitor 32 de, por ejemplo 1 μF conectado en paralelo con un resistor de descarga 33 de, por ejemplo 100 kOhms.

10 Cuando el interruptor 11 es cerrado, se forma un pulso de corriente a través del capacitor 32 y el circuito oscilante 18, 3, 21 y también a través del circuito resonante serie 22, 23, 25. Los osciladores así amortiguados son
15 excitados en el último circuito mencionado y cuando la correspondiente corriente a través del devanado 25 pasa a través de cero por primera vez, es producido un pulso agudo en los secundarios 26 y 27 como resultado del salto del núcleo 24 de una condición de polarización a la condición de polarización magnética opuesta. Dicho pulso es bloqueado por uno
20 u otro de los diodos 28 y 29 y pasado por el otro y enciende al rectificador 1 y 2, cuyo electrodo de control está conectado a dicho último diodo. El tiempo durante el cual dicho rectificador, por ejemplo el rectificador 1, permanece conductor, es substancialmente igual a la mitad de un ciclo de
25 la frecuencia natural, de por ejemplo aproximadamente 20 Kc/s del primer circuito oscilante 18, 3, 21. Después de dicho medio ciclo la corriente a través de dicho circuito pasa el valor cero y la corriente a través del rectificador 1
30 se vuelve entonces cero de modo que dicho rectificador semi-



conductor controlado se extingue. La caída de tensión pro-
ducida sobre el capacitor 18 durante el período conductor del
rectificador 1 nuevamente produce una corriente a través del
circuito resonante serie 22, 23, 25 que avanza con respecto
5 a dicha caída de tensión debido a que la frecuencia natural
de por ejemplo 6800 c/s de dicho circuito es inferior que la
del circuito 18, 3, 21.

De manera substancialmente inmediata después de
cada paso por cero de la corriente a través del capacitor
10 22, la inductancia 23 y el devanado 25, el núcleo 24 súbita-
mente salta de una condición de polarización magnética a la
condición de polarización o saturación opuesta y produce un
pulso de corriente a través del devanado 27 acoplado al elec-
trodo de control del otro rectificador por ejemplo, el rec-
15 tificador 2, como resultado de lo cual dicho rectificador es
encendido, etc.

Durante el funcionamiento la frecuencia de conmuta-
ción del inversor es sustancialmente igual a la frecuencia
natural del segundo circuito oscilante 22, 23, 25. Si el
20 dispositivo funciona inmediatamente con dicha frecuencia de
conmutación, la tensión sobre el devanado 3 se elevaría a un
valor comparativamente alto antes que se enciendan los tubos
fluorescentes 14, 14', etc. De acuerdo con la invención, un
resistor dependiente de la temperatura está conectado en la
25 red 22, 23, 25 del inversor auto-generador que determina la
frecuencia de conmutación de una manera tal que la frecuencia
operativa del inversor aumenta con la temperatura de dicho
resistor.

Dicho resistor dependiente de la temperatura es una
30 lámpara incandescente, por ejemplo, de 50 Watt a una tensión



de 55 volts, y está conectada en serie con un capacitor 19, de por ejemplo, $0,6 \mu\text{F}$ sobre la combinación serie de la inductancia 23 y el devanado 25.

Cuando es conectado el dispositivo, el resistor
5 20 es despreciablemente pequeño de modo que la frecuencia de conmutación corresponde a la frecuencia natural de un segundo circuito oscilante con una inductancia algo mayor que $1,2 \text{ mH}$ y con una capacitancia de $0,7 \mu\text{F}$ (aproximadamente 5500 c/s). A esta frecuencia la duración de cualquier pulso de
10 corriente a través de uno u otro rectificador 1 y 2, es solamente una pequeña parte ($5,5/20 = 27,5\%$) de cada medio período operativo de modo que la correspondiente tensión sobre el devanado 3 y/o sobre el secundario 12 del transformador 4 inicialmente es menor que su valor operativo. Sin embargo,
15 la temperatura del resistor 20 aumenta lentamente como resultado de la potencia disipada en él, hasta que su resistencia alcanza un valor de, por ejemplo, aproximadamente 40 Ohms con una potencia disipada de aproximadamente 12 Watt . Cuando el valor del resistor 20 aumenta, el efecto del capacitor 19 del segundo circuito oscilante 19, 20, 22, 23, 25,
20 disminuye. El resultado es que la corriente a través del ramal 24, 25 avanza más intensamente con respecto a la tensión sobre el capacitor 18 y consecuentemente la frecuencia de conmutación del dispositivo se vuelve más alta hasta que
25 dicha frecuencia alcanza finalmente su valor operativo de aproximadamente 6800 c/s . A esta frecuencia de onmutación la relación entre el período conductor determinado por el primer circuito oscilante 18, 21 y el período conductor determinado por el segundo circuito oscilante 19, 20, 22, 23
30 25 es aumentada a aproximadamente 34% de modo que las tensio-

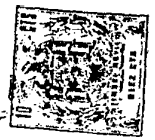


nes sobre los deyanados 3 y 12 también se vuelven mayores. La inercia térmica del resistor 20 es elegida de modo tal que cuando el dispositivo es conectado, la elevación de la tensión alterna más alta por encima de su valor operativo es retardada al menos tanto como la disminución de la impedancia de carga por el encendido de los tubos fluorescentes 14 y 14'.

La segunda realización mostrada en la figura 2 en forma esquemática de bloques comprende un inversor 40 controlado por un dispositivo de control separado al que está conectada una carga indicada en la forma de un tubo fluorescente 14 en serie con una inductancia de control 17. El dispositivo de control comprende un oscilador de control 41 y un amplificador intermediario 41 controlado por el mismo que divide o multiplica la frecuencia de control. El oscilador de control 41, el amplificador intermediario 42 y la etapa de salida del inversor 40 están conectados, a través de un interruptor 11, a una fuente de alimentación de tensión continua 9 de, por ejemplo, 30 volts derivada por un capacitor electrolítico 10.

La etapa de salida 40 es idéntica, por ejemplo, al dispositivo mostrado en la figura 1 con la diferencia que los elementos 19, 20, 22 y 23 del segundo circuito oscilante están atrasados, como en el dispositivo de arranque que consiste de los elementos 32 y 33, y que el primario 25 del transformador de control 24-27 está conectado a los terminales de salida del amplificador intermediario 42.

La figura 3 muestra una realización del oscilador de control 41. El mismo comprende un transistor 43, por ejemplo del tipo pap OC 77, cuyo emisor está conectado al terminal

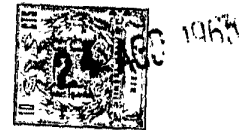


de alimentación positivo a través de un resistor de carga
46 de, por ejemplo 4,7 kOhms. La base de dicho transistor
está conectada a la derivación de un potenciómetro ohmico
que consiste de los resistores 44 y 45 de, por ejemplo 33
5 kOhms y 10 kOhms, respectivamente, conectados entre las ter-
minales de alimentación negativo y positivo y su colector es-
tá conectado al terminal de alimentación negativo a través
de una inductancia 27 de, por ejemplo 100 mH. Dos capaci-
tores 48 y 51 de, por ejemplo 0,25 y 2 μF están dispuestos
10 en serie entre sí sobre la inductancia 47 y su punto común
está directamente conectado al emisor del transistor 43.
Junto con la inductancia 47 dichos capacitores constituyen
un circuito oscilante con la derivación con la que el trans-
sistor 43 está incluido en un circuito oscilante de tres pun-
tos.

15 Un tercer capacitor 49, de por ejemplo 2 μF en
serie con un resistor dependiente de la temperatura 5 en la
forma de una lámpara incandescente de por ejemplo 8 volts y
1,8 watt, está conectado en paralelo con la inductancia 47.

20 Finalmente el emisor del transistor 43 está acopla-
do a la entrada del amplificador intermediario 42 por medio
de un capacitor 52 de por ejemplo 2 μF .

Cuando el dispositivo es conectado, el oscilador
de la figura 3 oscila a la frecuencia natural de por ejemplo,
25 aproximadamente 810 c/s del circuito osci-lante 47, 48, 49,
51 con valor despreciable del resistor frío 50. Este resis-
tor es lentamente calentado por la circulación de corriente
a través del circuito 49, 50 del circuito oscilante y la
frecuencia de oscilación aumenta a un valor operativo de,
30 por ejemplo, aproximadamente 1 kc/s. El amplificador inter-



mediario 42 multiplica dicha frecuencia de control por un factor constante ocho de modo que la etapa de salida es controlada inicialmente con una frecuencia de conmutación de 6500 c/s y finalmente, después del encendido del tubo 14 con una frecuencia de 8000 c/s.

La figura 4 muestra una segunda realización del oscilador de control 41. Esta realización es un circuito de gatillo estable con dos transistores 61 y 62, por ejemplo del tipo pap OC 16. Los emisores de dichos transistores están conectados al terminal de alimentación positivo, sus colectores están conectados a los terminales de alimentación negativos, a través de resistores de carga 68 y 69 respectivamente de, por ejemplo 300 Ohms cada uno y los electrodos de base están conectados al mismo terminal negativo, cada uno a través de un resistor 63 y 64 respectivamente 8 kOhms en serie con un resistor dependiente de la temperatura 70 y 71 respectivamente.

Estos resistores son resistores así llamados NTC que tienen un coeficiente de temperatura negativo intenso, por ejemplo del tipo miniatura 83900/3kr que tienen un valor "frío" de 3500 Ohms. Los electrodos de base y de colector de los transistores 61 y 62 están acoplados en cruz a través de capacitores 66 y 67 de, por ejemplo 1500 pF cada uno y el colector del transistor 62 está acoplado a la entrada del amplificador intermediario 42 a través de un capacitor 72 de por ejemplo 0,4 μ F.

Cuando el dispositivo es conectado, el multivibrador de la figura 4 oscila con una frecuencia de por ejemplo, aproximadamente 46.000 c/s. El amplificador intermediario 42 está construido para dividir esta frecuencia por un factor

316360



ocho, de modo que la etapa de salida 40 del dispositivo es controlado con una frecuencia de conmutación de 5750 c/s. Los resistores NTC 70 y 71 son lentamente calentados por la corriente de descarga de los capacitores 66 y 67 y sus valores de resistencia disminuyen por ejemplo, a aproximadamente 1400 Ohms de modo que la frecuencia de las oscilaciones diente de sierra producidas por el oscilador de la figura 4 aumenta a aproximadamente 57.600 c/s que corresponde a una frecuencia operativa de la etapa de salida 40 de 7200 c/s.

5

10

15

El oscilador 41 de la fig. 2 también puede ser construido de modo que puede controlar directamente la etapa de salida 40. Por ejemplo, la frecuencia de oscilación del oscilador de la figura 4 podría ser reducida por un factor ocho eligiendo capacitores 66 y 67 ocho veces más grandes y sus salidas podrían ser conectadas directamente o a través de una etapa de seguidor de emisor al devanado 25 del transformador de control 24-27.

20

25

30

La figura 5 muestra finalmente una tercera realización del oscilador de control 41 de la figura 2 y un amplificador intermediario 42 asociado. El oscilador de control mostrado en la parte izquierda de la figura 5 es un oscilador diente de sierra con un capacitor 73 de por ejemplo 9,47 μF que es cargado por la fuente de alimentación 9, 10 de la fig. 2 a través de resistores 74, 75 y 76 de por ejemplo 120 ohms, 3,3 kOhms y 1 kOhm respectivamente, y que es periódicamente descargado a través del circuito emisor-colector de un transistor 80 cuando su tensión de carga excede la tensión sobre la parte superior 86 de un potenciómetro 86, 87, 88 conectado sobre la fuente de suministro 9, 10 y al que está conectada la base del transistor 80.



El circuito de colector del transistor 80, por ejemplo del tipo ASY 77, comprende el primario 81 con, por ejemplo 200 espiras de un transformador de pulsos 82 y el mencionado devanado está derivado por un resistor amortiguador 83 de, por ejemplo 300 Ohms. Su circuito de base comprende, además del potenciómetro con los resistores 86 y 87 de, por ejemplo 10 y 4,7 kOhms respectivamente y el capacitor de desacoplamiento 88 de, por ejemplo 0,1 μ F, un devanado de realimentación 84 con, por ejemplo, 16 espiras del transformador 82. El transformador 82 está provisto con un tercer devanado 85 de por ejemplo, también 16 espiras, sobre el cual es producida la tensión de salida del oscilador de control.

Tan pronto como el transistor 80 es vuelto conductor por el aumento de su potencial de emisor positivo, es inducida una tensión de paso sobre el devanado de realimentación 84 por su corriente de colector que circula a través del devanado 81. Dicha tensión vuelve más intensamente conductor al transistor 80 y lo mantiene en una condición intensamente conductora hasta que el capacitor 73 se ha descargado de manera substancialmente completa a través de su circuito emisor-colector.

La tensión de salida del oscilador de control 41 es suministrada entre el emisor y la base de un transistor 90, por ejemplo también del tipo ASY 77, a través de un capacitor de acoplamiento 89. Dicho transistor es el elemento amplificador del amplificador intermediario 42. Su emisor está conectado al terminal negativo de la fuente de alimentación 9, 10 a través de un capacitor desacoplador 91 de por ejemplo 100 μ F y al terminal positivo de dicha fuente a

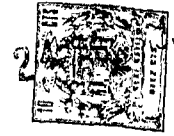


través de un resistor estabilizador 92 de por ejemplo 1 kOhm. La base de dicho transistor está conectada a la derivación de un potenciómetro con resistores 93 y 94 de 100 kOhm respectivamente, conectados sobre la fuente de alimentación 9,10 y su colector está conectado al terminal negativo de dicha fuente de alimentación a través del primario 95 con, por ejemplo 200 espiras de un transformador 96 provisto con un secundario o devanado de salida 97 que tiene por ejemplo 70 espiras.

5
10
15
20
25
30

De acuerdo con la invención, la red determinadora de frecuencia 73-76 del oscilador de control de la figura 5 está construída de modo que, cuando el dispositivo es conectado, la frecuencia operativa del oscilador primario es comparativamente baja y aumenta a su valor operativo con un retardo tal que la elevación de la tensión alterna más alta producida por la etapa de salida 40 del dispositivo de la figura 2 a su valor operativo cuando es conectado el dispositivo, es retardada al menos tanto como la disminución de la impedancia de carga 14, 17 de dicho dispositivo. Este objeto se logra por medio de un tercer transistor 77, por ejemplo también del tipo ASY 77, cuyo circuito colector-emisor está conectado sobre el resistor 75 de una manera tal que su emisor es siempre positivo con respecto a su colector. La base de dicho transistor está conectada a un capacitor 78 de, por ejemplo 800 μ F, cuyo otro terminal está conectado al terminal positivo de la fuente 9, 10 el que, cuando es conectado el dispositivo, es cargado por la tensión de dicha fuente a través de un resistor 79 de, por ejemplo 100 kOhms.

Cuando el dispositivo es conectado, el capacitor



78 no es cargado y el transistor 77 primero es mantenido
bloqueado por la caída de tensión sobre el resistor 74 de-
bido a que la constante de tiempo de la red RC 78, 79, es
mucho mayor que la de la red RC 73-76. Consecuentemente, el
5 período de recurrencia de los pulsos producidos por el osci-
lador de control 41 es determinado por la capacitancia del
capacitor 73 y por la resistencia total de, por ejemplo 3,9
kOhm, de los resistores 74, 75 y 76. Sin embargo, el capa-
citor 78 es cargado lentamente de modo que después de un in-
10 tervalo de tiempo determinado el transistor 77 se vuelve con-
ductor durante el final de cada período de carga del capaci-
tor 73 y así acorta dicho período de carga. Como resultado
de la tensión de paso siempre creciente sobre el capacitor
78, el transistor 77 se vuelve conductor más pronto y más
15 intensamente durante cada uno de los sucesivos períodos de
carga del capacitor 73 hasta que, por ejemplo después de
aproximadamente 2 segundos, substancialmente pone en corto-
circuito al resistor 75 constantemente.

Será evidente que la realización entre la frecuen-
20 cia inicial y la frecuencia operativa de los pulsos de con-
trol puede ser ajustada fácilmente variando la relación en-
tre la resistencia total de los resistores 74, 75 y 76, y la
de los resistores 74 y 76. Con un ajuste determinado del
resistor variable 76, por ejemplo, se obtuvieron una frecuen-
25 cia inicial de 2200 c/s y una frecuencia operativa de 6800
c/s.

Por otro lado, el retardo con que la frecuencia ope-
rativa del oscilador 41 aumenta a su valor operativo, es de-
terminado por la constante de tiempo de la red RC 78, 79 y
30 consecuentemente puede ser arbitrariamente elegido y adaptado



al retardo con que la impedancia de la carga 14, 17 disminuye a su valor operativo cuando el dispositivo es conectado.

5 Será evidente que pueden usarse otras numerosas disposiciones de circuito para obtener una frecuencia operativa del dispositivo que aumenta con el tiempo y es comparativamente baja cuando el dispositivo es conectado.

10 Esta solicitud, que corresponde a la presentada en Holanda, el 13 de Agosto de 1964, bajo el número 6409309, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

15

N O T A
=====

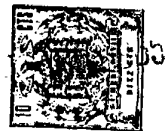
20

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:

25

30

1.- Un dispositivo para alimentar lámparas fluorescentes, que incluye un oscilador, al menos un rectificador controlado y un circuito de salida acoplado a una carga y suberíticamente amortiguado por ella, circuito de salida que es excitado a través del rectificador por una fuente de tensión continua para convertir la tensión de la fuente de tensión continua en una tensión alterna de una frecuencia igual a la frecuencia de las oscilaciones del oscilador a un múltiplo o fracción determinado de la misma, para alimentar con ella una carga cuya impedancia disminuye a su valor operativo con un retardo de tiempo cuando es conec



tado el dispositivo por ejemplo, tubos fluorescentes u otros tubos de descarga gaseosa y/o de vapor, caracterizado porque la red determinadora de la frecuencia del oscilador está construída de modo que, cuando es conectado el dispositivo, la frecuencia operativa del oscilador es primero comparativamente baja y aumenta a su valor operativo con un retardo tal que cuando es conectado el dispositivo, la elevación de la tensión alterna más alta a su valor operativo es retardada al menos tanto como la disminución de la impedancia de carga.

2.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque un resistor dependiente de la temperatura está conectado en la red determinadora de la frecuencia del oscilador, de modo que la frecuencia operativa del oscilador aumenta con la temperatura de dicho resistor.

3.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 2, caracterizado porque el resistor dependiente de la temperatura es un resistor con un coeficiente de temperatura positivo elevado, por ejemplo, el filamento de una lámpara incandescente.

4.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque la red determinadora de la frecuencia del oscilador comprende una impedancia que es vuelta operativa de acuerdo con la condición conductora de un elemento amplificador auxiliar y que dicho elemento amplificador es controlado por la tensión de carga del capacitor de una red RC que tiene una constante de tiempo mayor que el retardo con el que la impedancia de la carga disminuye a su valor operativo cuando es conectado el dispositivo.

5.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 4, caracterizado porque dicha impedancia de la red determina-



17

dora de la frecuencia del oscilador es un resistor que está derivado por el circuito emisor-colector de un transistor que sirva como un elemento amplificador auxiliar.

5 6.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 4 ó 5, caracterizado porque dicha red RC está conectada a la tensión continua de alimentación baja, cuando es conectado al dispositivo.

7.- Un dispositivo para alimentar lámparas fluorescentes.

10 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.

Esta Memoria consta de dieciocho hojas escritas a máquina por una sóla cara.

15

Madrid, 17 ENE 1960

P.A.

Alberto de Elzaburu
(Por Poder)

39

Handwritten signature or initials

FIG. 2

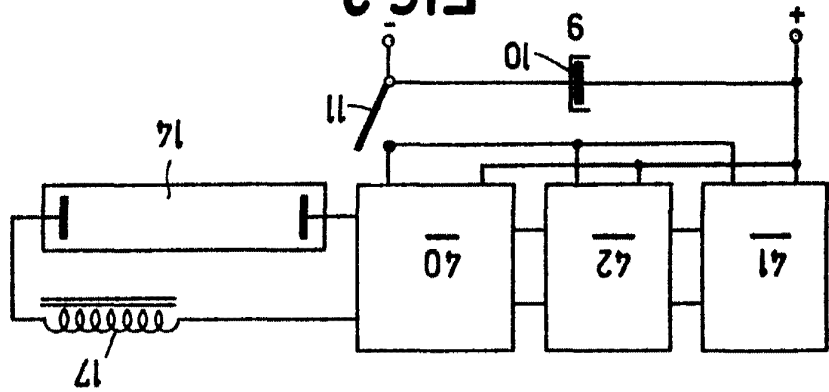
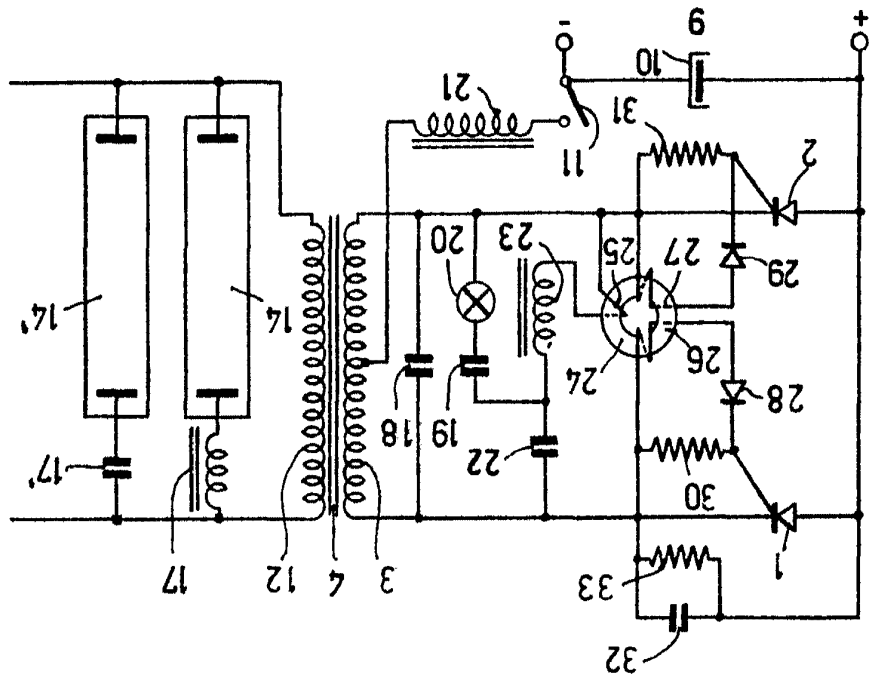


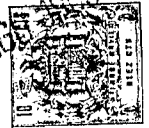
FIG. 1



315360



I / I I



315360

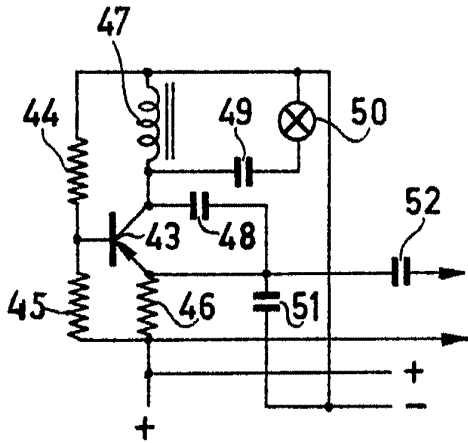


FIG. 3

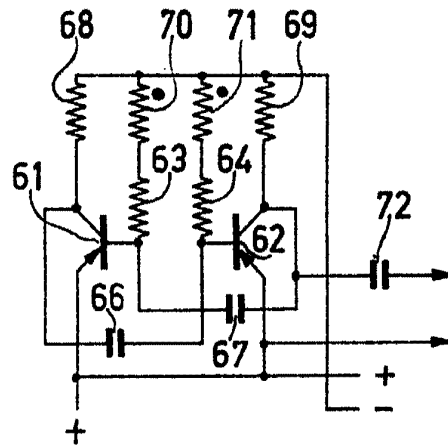


FIG. 4

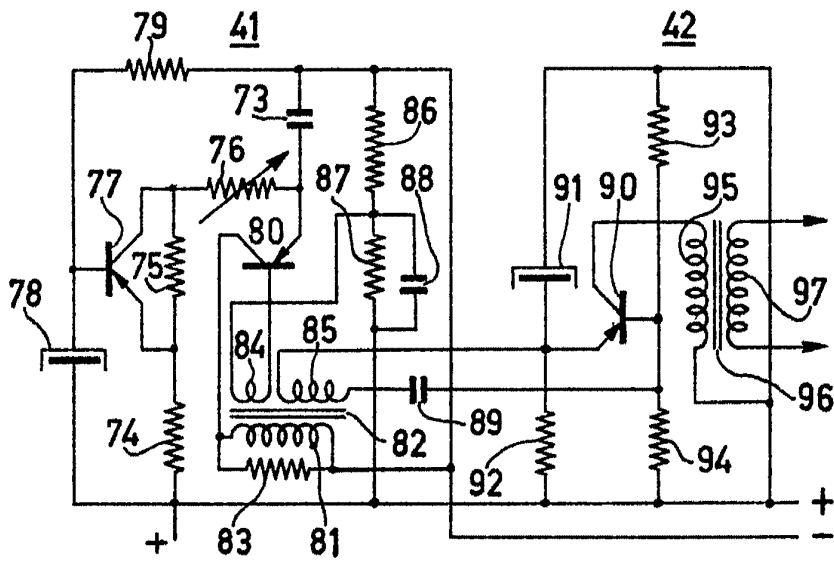


FIG. 5

Handwritten signature or initials in the bottom right corner.