

4016  
PATENTE DE INVENCION

SECCION TECNICA  
CLASIFICACION I. P. C.  
CLASE \_\_\_\_\_  
SUBCLASE \_\_\_\_\_

PATENTE P 517 E.

401699



# Memoria Descriptiva

sobre:

Perfeccionamientos en amplificadores de entrada con frecuencia limite superior predeterminada.

.....

*Solicitante* PATELHOLD Patentverwertungs- & Elektro-Holding A.G.,  
entidad suiza, residente en Glarus, Suiza.

.....

Int. Cl.<sup>2</sup>: H 03 F, H 03 K

La presente invención se refiere a un amplificador para señales de entrada con frecuencia límite superior predeterminada. El objeto de la invención es aquí especialmente una disposición amplificadora preferentemente apropiada como amplificador de modula-

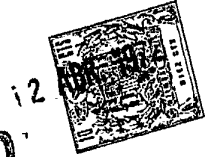
5.

401699



ción para fines de una ulterior modulación de amplitudes de una frecuencia portadora de emisión. Aquí no se dá fundamentalmente una frecuencia límite inferior, se considera más bien la amplificación de bandas de frecuencia hasta abajo, hasta frecuencia 0, Al objeto de la invención pertenecen por tanto en especial también las disposiciones de amplificador como amplificadores de tensión continua o bien de bandaancha.

5. En relación con lo dicho, es cometido de la invención la creación de un amplificador que posibilita altas potencias de salida dentro de una banda de frecuencia comparativamente ancha, y en especial hasta abajo, hasta la frecuencia límite inferior 0 en caso dado, con alto grado de eficacia. Para solucionar éste cometido el amplificador según la invención comprende dos fuentes de frecuencia portadora auxiliar aptas para la modulación de fase con valor medio de frecuencia coincidente en tiempo, mayor que el valor límite superior de la gama de frecuencias de entrada. El amplificador según la invención comprende además medios de gobierno de modulación que están en unión efectiva con las fuentes de frecuencia auxiliar, mediante los cuales se dotan a las tensiones alternas de salida, de ambas fuentes de frecuencia portadora auxiliar, de desplazamientos de fase de igual sentido asociados a los valores momentáneos de la señal de entrada a amplificar. Finalmente el amplificador según la invención comprende un dispositivo sumador conectado a las salidas de las fuentes de frecuencia portadora auxiliar, con dispositivo de demodulación de amplitudes subordinado, y además de éstos filtros pospuestos, cuya zona de paso cu-



bre la gama de frecuencias de entrada predeterminada.

Si según una forma de ejecución preferente de la invención se prevén como fuentes de frecuencia portadora auxiliar vibradores a tiristores puede realizarse de forma especialmente económica el desplazamiento de fase porque el circuito oscilante contenido en la conexión de vibrador está prácticamente sin energía en el instante del encendido de los tiristores.

5.

10.

Un vibrador a tiristores que puede preverse por ejemplo, se puede tomar del General Electric SCR Manual, 4ª edición 1967, página 228, figura 11.2.1.

15.

Se recomienda prevér como dispositivo sumador un transformador sobre cuyo arrollamiento primario están conectadas en serie en la corriente alterna las fuentes de frecuencia portadora auxiliar. Este transformador puede ser esencialmente más pequeño y ligero que un transformador de modulación de tipo tradicional.

20.

Según una estructuración ventajosa de la invención los medios de gobierno presentan un generador sinusoidal oscilante libremente con por lo menos el doble de la frecuencia máxima de la señal de entrada, cuya salida está conducida a una primera entrada de un interruptor de nivel determinado sobre una conexión de rectificador de doble onda, mientras que en una segunda entrada del interruptor de nivel determinado están conectadas una fuente de tensión continua ajustable y una fuente de señal de entrada, y además de esto, la salida del interruptor de nivel determinado está conectada a una etapa diferenciadora la cuál del flanco ascendente de un impulso rectangular conducido deriva un impulso de mando

25.

30.

401699

2 ABR. 1972  
2 ABR. 1972



- 4 -

que aparece en una salida, y del flanco, descendente -  
forma un impulso de mando que aparece en otra salida,  
estando enlazadas las salidas en cada caso con una entra-  
da de mando de una fuente de frecuencia portadora auxi-  
liar.

5.

En ésto es recomendable si el generador sinu-  
soidal libremente oscilante está ejecutado con una segun-  
da salida en la que en coincidencia temporal con el cen-  
tro de cada semionda senoidal aparecen un impulso de agu-  
ja, estando acoplada la segunda entrada con la otra entra-  
da.

10.

Esto produce la ventaja de que aún con una so-  
bremodulación no se ausenta el encendido de los tiristo-  
res en los generadores de potencia sinusoidal. La dispo-  
sición emisora de alta potencia no necesita por tanto  
desconectarse a una sobremodulación, en contraposición  
a las emisoras conocidas.

15.

Según otra estructuración preferente de la in-  
vención el componente de tensión continua que aparece en  
la salida del amplificador de señal de modulación se re-  
torna al aparato de mando según el tipo de una realimen-  
tación negativa.

20.

Con esto es sencillamente posible regular la  
componente de tensión continua al deseado nivel en cada  
caso, y con ello avanzar la potencia del emisor á los  
requerimientos del servicio. Pero en esto está siempre  
garantizado que el grado de modulación ajustado una vez  
se mantiene.

25.

De la siguiente descripción de ejemplos de eje-  
cución a base de dibujos resultan otras características

30.



y ventajas de la invención.

La figura 1 muestra una disposición, que cuenta para el estado de la técnica, de un amplificador de modulación con emisor subordinado.

5. La figura 2, muestra una diagrama de bloques de un amplificador según la invención aplicable como amplificador de modulación en el circuito de la figura 1.

10. La figura 3, muestra un diagrama indicador de la tensión del amplificador de la figura 2,

La figura 4 muestra un perteneciente diagrama detensión-tiempo,

La figura 5 muestra un diagrama en bloques de un aparato de mando para el amplificador de la figura 2,

15. La figura 6, muestra una variante del aparato de mando de la figura 5,

La figura 7, muestra otro diagrama tensión-tiempo,

20. La figura 8 muestra un diagrama en bloques de una fuente de frecuencia portadora auxiliar y

La figura 9 muestra una conexión detallada de una fuente de frecuencia portadora auxiliar,

25. La disposición amplificadora según la invención puede aplicarse con especiales ventajas para amplificadores de modulación para emisoras de alta potencia.

30. Para aclarar éste campo de aplicación preferente de la invención se hace referencia en primer lugar a la disposición emisora según la figura 1. Se trata aquí de un emisor con modulación-B- en placa. Tales conexiones se aplican preferentemente en emisores de alta potencia

401699

- 6 -



12 ABR. 1942

- con modulación de amplitudes, porque en comparación con otras conexiones de modulación, como modulación por válvulas paralelas o modulación por válvula previa, se logran mejores grados de eficacia. Por otra parte, en
5. la modulación en placa se requiere para la alimentación de la parte de placa de la lámpara emisora una potencia de mando relativamente grande con la señal de modulación, y conforme a ésto, un amplificador de potencia de modulación, como se desprende detalladamente de la figura 1.
10. En ella está designada con 1 la lámpara emisora, con 2 un filtro eliminador de vanda aplicado a su circuito de placa y con 3 una bobina de reactancia de alta frecuencia.
15. El amplificador de modulación consta esencialment de dos tubos amplificadores dispuestos en conexión de amplificación en contrafase 5 y 6, que alimentan a un transformador de modulación 4. La señal de modulación  $U_{mod}$  a amplificar se conduce a la rejilla de mando de los tubos amplificadores 5 y 6 mediante un transformador de entrada
20. 7. La corriente de placa se alimenta a los tubos amplificadores por una fuente de corriente continua no representada mediante una toma central del lado primario del transformador de modulación 4. La señal de salida del amplificador de modulación se superpone con una componente de
25. corriente continua proporcionada asimismo por la fuente de corriente continua, y se conduce al circuito de placa de la válvula emisora 1. Una bobina de reactancia de desacoplamiento 9 impide un cortocircuito de corriente alterna de la salida del amplificador y del lado primario del
30. transformador de modulación 4, mientras que un condensador



- 8 incluye una preimanciación de corriente continua indeseada del transformador de modulación. La mencionada bobina de reactancia de alta frecuencia 3 impide la penetración de la portadora en alta frecuencia gobernada sobre la
5. entrada de rejilla HF de la válvula emisora 1 en el circuito de salida del amplificador de modulación. La zona de bloqueo del filtro eliminador de banda 2 en el circuito de placa de la válvula emisora está estudiado de forma que en la placa de la válvula emisora, de la que parte
10. una línea de alimentación F separada galvánicamente, aparece solo la banda de frecuencia prevista para la emisión, concretamente la portadora modulada en amplitud con la señal de modulación.

- Por lo demás la amplitud máxima de la señal
15. de modulación amplificada está dimensionada de forma que la tensión de placa gobernada sobre la rejilla con la frecuencia de la portadora, se gobierna además también correspondientemente a la señal de modulación en límites predeterminados, por ejemplo asimismo entre cero y la
20. amplitud máxima, que supone aproximadamente, 30 kv.

- Con una potencia de emisión de algunos megawattios se necesita en la salida del transformador de modulación 4 una señal de modulación amplificada de aproximadamente 15 a 30 kV y una potencia de la magnitud mencionada. Además el transformador de modulación 7 tiene
25. que dimensionarse para un ancho de banda de 40 Hz hasta 10 kHz (correspondiente a la zona de baja frecuencia que debe transmitirse). Pero como la frecuencia más baja es, junto a la potencia a transmitir, de importancia decisiva, sucede que el transformador de modulación 4 es muy
- 30.



grande, muy pesado (algunas toneladas) y muy caro, lo que representa una considerable desventaja.

5. Además de esto es necesario ofrecer a los tubos 5 y 6 una alta potencia de mando. Para esto es necesaria una amplificación correspondientemente costosa que con la banda de frecuencia exigida y la gran amplificación de tensión y potencia trabaja con un grado de eficacia insatisfactorio.

10. A continuación se describe el amplificador según la figura 2 apropiado por ejemplo para la aplicación en una conexión según la figura 1. En él están designados con 21 un aparato de gobierno que forma el medio de gobierno ya mencionado, con 22 y 23 cada una de dos fuentes de frecuencia portadora auxiliar designadas en lo sucesivo abreviadamente generador de potencia sinusoidal, con 24 un transformador, con 25 una conexión rectificadora como dispositivo de desmodulación de amplitud, y con 26 y 27 cada uno de dos filtros de paso bajo.

20.  $R_L$  designa a una resistencia de carga, mientras que  $U_{22}$ ,  $U_{23}$ ,  $U_{24}$ ,  $U_{25}$  y  $U_{26}$  son tensiones todavía por aclarar.

Además de esto en la figura 3 está designado por  $\alpha$  un desplazamiento de fase.

25. En la figura 4 está designada con  $U_0$  una componente de tensión continua y con  $U_{26}$  el valor crest-a-cresta de la tensión  $U_{26}$ .

Según la figura 5 las cifras de referencia significan:

30. 21.1 un generador sinusoidal de oscilación libre,  
21.2 un circuito rectificador de doble onda,  
21.3 un interruptor de nivel determinado y



21.4 una etapa diferenciadora.

Con  $\hat{U}_{\text{mod}}$  está designado el valor cresta-cresta de la señal de modulación y con  $U_{21.2}$  una tensión la cual está aplicada a la salida del circuito rectificador de doble onda,  $U_{21.3}$  es una tensión en la salida del interruptor de nivel determinado 21.3, y  $U_{T22}$  y  $U_{T23}$  son tensiones en las líneas de mando T22 y T23.

En ampliación de la figura 5 las cifras de referencia representan en la figura 6: 21.5 un elemento multiplicador, 21.6 un órgano de ajuste, 21.7 un circuito comparador, 21.8 una etapa de inversión, Pot un potenciómetro y  $+U_B$  una tensión continua auxiliar.

La figura 7 contiene solamente las designaciones mencionadas hasta ahora.

En la figura 8 21.11 es un generador rectangular 21.12 una etapa divisora de frecuencia, 21.13 un filtro de paso bajo, 21.14 un elemento diferenciador, 21.15 un diodo y 21.16 una etapa de inversión.

En la figura 9, 23.1 representa un vibrador a tiristor de la clase A. Con 23.2 está designado un multivibrador monoestable (flip-flop) y con 23.3 una etapa de inversión. Los elementos diferenciadores tienen los signos de referencia 23.4 y 23.5.

El funcionamiento del amplificador según la invención se aclara ahora con detalle a base de las figuras.

El esquema en bloques de la figura 2 muestra primeramente dos generadores de potencia sinusoidal 22 y 23 que se aclararán todavía con más precisión, así como el aparato de mando 21.



401699

Las salidas de los generadores de potencia sinusoidal 22 y 23 están conectados en serie sobre el arrollamiento primario del transformador 24.

5. Dicho con más exactitud los generadores de potencia sinusoidal están conectados en contraserie, es decir que la suma de las tensiones  $U_{22} + U_{23}$  es igual a cero cuando los dos generadores de potencia sinusoidal trabajan cofásicos.

10. Pero ahora está previsto según la invención excitar uno de los generadores de potencia sinusoidal (por ejemplo 23) adelantado en el ángulo de fase  $\alpha$  con respecto al caso indicado antes, y el otro generador de potencia sinusoidal (por ejemplo 22) retrasada con  $-\alpha$ .

15. La ecuación para éste circuito de corriente puede entonces plantearse como sigue:

$$\sum U = 0 \text{ resulta}$$

$$\vec{U}_{24} + (-\vec{U}_{23}) + \vec{U}_{22} = 0$$

$$\vec{U}_{24} = +\vec{U}_{23} - \vec{U}_{22}$$

20. 
$$\vec{U}_{24} = |\vec{U}_{23}| \cdot \text{sen } \alpha - |\vec{U}_{22}| \cdot \text{sen } (-\alpha)$$

$$\vec{U}_{24} = |\vec{U}_{23}| \cdot \text{sen } \alpha + |\vec{U}_{22}| \cdot \text{sen } \alpha$$

Teniendo en cuenta que

$$|\vec{U}_{23}| = |\vec{U}_{22}| = U$$

se obtiene:

25. 
$$U_{24} = |U| \cdot \text{sen } \alpha + |U| \cdot \text{sen } \alpha = 2 \cdot |U| \cdot \text{sen } \alpha;$$

con  $\alpha_{\text{max}} = 90^\circ$  queda a disposición la máxima amplitud concretamente  $2U$ .

30. Esta relación se aclara en el diagrama de la figura 3.

12 ABR.



- 11 -

401699

5. En el lado secundario del transformador 24 (figura 2) puede tomarse por consiguiente una tensión alterna cuya frecuencia es igual a la frecuencia de los generadores de potencia sinusoidal y cuya amplitud sin embargo depende del desplazamiento recíproco de fase de los generadores de potencia sinusoidal.

Este desplazamiento de fase es, como se mostrará detalladamente más tarde, dependiente de la señal de modulación  $U_{\text{mod}}$ , la cual se conduce al aparato de mando 21.

10. La tensión alterna modulada en amplitud de este modo se rectifica en un circuito rectificador 25, y en un filtro de paso bajo 26 se filtra la señal de modulación  $U_{26}$  amplificada, de baja frecuencia.

15. En la figura 4 está representada la tensión alterna  $U_{25}$  modulada en amplitud, rectificada. La tensión  $U_{26}$  en la salida del amplificador de señal de modulación fluctúa a modulación completa desde cero hasta  $\hat{U}_{26}$  en una componente de tensión continua  $U_0$  que corresponde entonces a  $\frac{U_{26}}{2}$ .

20. La componente de tensión continua necesaria para el funcionamiento de una válvula emisora subordinada al amplificador de modulación se sirve así ya conjuntamente por el amplificador de modulación, de forma que no es necesaria una alimentación de tensión continua por separado. Se puede por tanto prescindir también de la pesada bobina de reactancia de baja frecuencia (posición 9, figura 1) necesitada en las conocidas disposiciones emisoras según la figura 1, lo que representa otra considerable ventaja.

25.

30.



401699

5. Si se observan las relaciones de frecuencia  $U_{25}$  a  $U_{26}$  representadas a modo de ejemplo en la figura 4 se ha de reconocer que la frecuencia de los generadores de potencia sinusoidal tiene que ser por lo menos dos veces mayor que la más alta frecuencia de las señales de modulación. Esta exigencia resulta también del teorema de las exploraciones.

10.  $R_L$  en la figura 2 simboliza la carga que representa una válvula emisora con su circuito de placa, subordinada al amplificador de la figura 1.

La derivación en contrareacción GK, que contiene otro filtro de paso bajo 26, retorna desde la salida al aparato de mando. Esta contrareacción se aclarará asimismo con más precisión.

15. El funcionamiento del amplificador consiste en que con la débil señal de entrada, o bien de modulación  $U_{mod}$ , se gobiernan desplazadas en fase ambas fuentes de frecuencia portadora auxiliar, o bien generadores de potencia sinusoidal, que proporcionan luego directamente la necesaria energía de salida, o bien de modulación, de por ejemplo algunos megawatios.

Ahora se aclaran con más detalle los distintos componentes del amplificador.

25. Para los generadores de potencia sinusoidal se mencionó ya una referencia.

Este circuito se muestra además bajo 23.1 en la figura 9. Este es un conocido circuito de vibrador, de forma que no es necesaria una especial descripción.

30. En la figura 9 se muestran, para completar, los detalles necesarios, cuya aclaración viene sin embargo más



tarde, para el encendido de los tiristores.

El circuito rectificador 25 está construido como circuito puente conocido, eventualmente con diodos de alud.

5. Son asimismo conocidos los filtros de paso bajo 26 y 27. La frecuencia límite del filtro de paso bajo 26 se ha de elegir mayor que la frecuencia a transmitir de la señal de modulación, y menor que la frecuencia de los generadores de potencia sinusoidal.
10. Si la señal de modulación se trata de señales de conversación o de tono con una gama de frecuencias de 40 a 10 000 Hz, ha de ajustarse la frecuencia límite del filtro de paso bajo 26 a 11 000 hz por ejemplo. (Los generadores de potencia sinusoidal trabajan entonces convenientemente con 20 a 50 kHz y más).
15. La frecuencia límite del filtro de paso bajo 27 debe ser lo más bajo posible ya que aquí solo se debe dejar pasar la componente de corriente continua  $U_0$ .
20. El aparato de mando 21 consta de elementos de construcción asimismo conocidos, de forma que estos están representados únicamente como bloque en la figura 5.
25. Para poder seguir mejor la producción de las señales de mando  $U_{T22}$  y  $U_{T23}$  están dibujados los correspondientes diagramas tensión-tiempo para las tensiones en las distintas líneas de enlace.
30. El generador sinusoidal libremente oscilante 21.1 proporciona en una salida una tensión alterna con una frecuencia que corresponde a la frecuencia deseada de los generadores de potencia sinusoidal. En una segunda salida éste generador sinusoidal proporciona un impuls



401699

de aguja en coincidencia temporal con el centro de cada semionda sinusoidal.

5. Ambas salidas están acopladas, y en la salida del circuito rectificador de onda 21.2 (rectificador puente) aparece entonces la tensión  $U_{21.2}$ , la cual está conducida a una primera entrada del interruptor de nivel determinado 21.3.

10. La tensión de la señal de modulación a amplificador  $U_{mod}$  se superpone a una tensión continua  $U_{=}$  mediante un condensador de acoplamiento C. Esta tensión  $U_{mod} + U_{=}$  está aplicada a la segunda salida del interruptor de nivel determinado 21.3.

15. Un circuito apropiado como interruptor de nivel determinado se puede sacar de la revista publicada en Suecia "Radio y televisión" nº 12, 1968, pag, 24 figura 17. Este interruptor de nivel determinado es un componente de la técnica de los elementos de conexión binarios. Esto significa que la segunda salida conduce el potencial de referencia, concretamente  $U_{mod} + U_{=}$ , y siempre  
20. cuando la tensión en la primera salida ( $U_{21.2}$ ) sobrepasa el potencial de referencia aparece en la salida la señal L. Esta señal L representa el estado de tensión contrario a 0.

25. En la figura 7a se ilustra cómo de éste modo se explora la señal de modulación  $U_{mod} + U_{=}$  superpuesta a la tensión continua, mediante la tensión  $U_{21.2}$ . Conforme al valor momentáneo de la tensión  $U_{mod} + U_{=}$  se producen en la salida del interruptor de nivel determinado 21.3 impulsos rectangulares de diferente ancho, correspondientemente a la figura 7b.  
30.



401699

Estos impulsos rectangulares se conducen ahora a la etapa diferenciadora 21.4 (figura 5). Del flanco ascendente de éste impulso rectangular forma esta etapa diferenciadora un impulso de aguja positivo que lleva sobre un diodo correspondientemente polarizado y sobre la línea de mando T23 a la entrada de mando del generador de potencia sinusoidal 23. En el flanco descendente del impulso rectangular proporciona la etapa diferenciadora 21.4 un impulso de aguja negativo que llega luego sobre un segundo diodo, polarizado de otra forma esta vez, a un elemento de inversión (etapa de transistores normal en conexión de emisor). Desde la salida de éste elemento de inversión la línea de mando T22 conduce a la entrada de mando del generador de potencia sinusoidal 22.

La derivación de los impulsos de mando  $U_{T22}$  y  $U_{T23}$  desde los impulsos rectangulares  $U_{21.3}$  está indicada en la figura 5, y representada en las figuras 7b, c, d, para un periodo de la señal de modulación.

Ahora se pretende ajustar en una emisora un determinado grado de modulación óptimo. Como es conocido el grado de modulación se define con:

$$m = \frac{\hat{U}_{26}}{2U_0}$$

(designaciones con referencia a la figura 4)

Esto significa que cuando la señal de modulación amplificada  $U_{26}$  varía desde cero a  $2 \cdot U_0$  alrededor del valor medio  $U_0$  existe la máxima modulación posible ( $m=1$ ) en la que todavía no aparece ninguna distorsión.

Otro punto de vista es la potencia de emisión, la cuál se determina por la componente de tensión continua



401699

$U_0$  (por ejemplo: 30 kV).

5. Si debe por tanto variarse la potencia de emisión se necesita en la presente disposición emisora de alta potencia variar correspondientemente únicamente la tensión continua  $U_{\text{=}}$  (figuras 2 y 5), ya que ésta es inversamente proporcional a la componente de tensión continua  $U_0$ .

10. En esto será conveniente efectuar el ajuste de  $U_0$  con un circuito de regulación ya que éste método es el más preciso. Para esto es necesaria una pequeña ampliación en el aparato de mando 21, como se muestra en la figura 6.

15. Mediante una tensión continua auxiliar  $+ U_B$  y un potenciómetro Potse aplica el valor teórico para la componente de tensión continua  $U_0$  a la entrada del circuito comparador 21.7. Naturalmente no se trabaja aquí con algunos miles de voltios, por lo que se ha de considerar un factor de escala  $k$ ; se obtiene así  $U_0$  teórica  $\cdot k$ . Reducida en el mismo factor  $k$  llega a la entrada no inversora del circuito comparador la componente de tensión continua  $U_0$ . Para filtrar y debilitar esta componente de tensión continua está conectado el filtro de paso bajo 27 (figura 2) en la derivación de realimentación negativa GK.

20. Como circuito comparador 21.7 puede preverse el circuito mostrado en la figura 16, página 24, de la revista sueca ya mencionada. Se trata en ésto de un amplificador de operación conectado como amplificador diferencial.

30. Este enlaza conocidamente las dos tensiones apli-

401699



cadras a sus dos entradas en la forma:

$$U_{\underline{=}} = (U_o \cdot k) - (U_o \text{ teórica} \cdot k) \quad \text{ó}$$

$$U_{\underline{=}} = (U_o - U_o \text{ teórica}) \cdot k$$

- 5. Para la ilustración de la regulación acéptese que con ayuda del potenciómetro Pot se origina una disminución de la componente de tensión continua  $U_o$  ( y con ello una reducción de la potencia).
- 10. Por la ecuación de arriba se vé que una disminución de  $U_o \text{ teórica} \cdot k$  origina un aumento de  $U_{\underline{=}}$ . El ulterior proceso se reconoce mejor en la figura 7. Imagine-se en la figura 7 la línea para  $U_{\underline{=}}$  desplazada hacia arriba. Esto tiene como consecuencia que los impulsos rectangulares en la figura 7 se hacen más estrechos, y según
- 15. esto los impulsos de mando derivados de ellos  $U_{T23}$  y  $U_{T22}$  respectivamente conducen a un pequeño desplazamiento de fase recíproco de los generadores de potencia sinusoidal 23 y 22.
- 20. Un pequeño desplazamiento defase recíproco produce una tensión  $U_{24}$  reducida en el transformador 24 y, como se esea, una componente de tensión continua  $U_o$  disminuida.
- 25. Si se conserva constante  $U_o \text{ teórica}$  ( $U_o \text{ soll}$ ) queda entonces garantizado a consecuencia del circuito de regulación que  $U_o$  permanezca también constante.
- 30. Para conservar ahora el grado de modulación una vez ajustado, con componente de tensión continua  $U_o$  variado, la señal de modulación  $U_{\text{mod}}$  se dirige sobre un elemento de multiplicación 21.5 (figura 6). Este varía su amplificación proporcionalmente a la tensión con-

401699



tinua  $\frac{1}{U_{=} \cdot M}$  aplicada a su entrada de mando.

Para evitar las reacciones desde la salida del elemento de multiplicación 21.5 a su entrada de mando, el órgano de ajuste 21.6 está conectado en la línea de mando.

5. Esta contiene un filtro de paso bajo (similar a la pos 7 de la figura 2) para garantizar que solo actúe la tensión continua  $U_{=}$ . Además de esto está subordinado al filtro de paso bajo un potenciómetro para el ajuste de un factor M con el que es luego ajustable el grado de modulación m deseado. Por motivo de su sencillez no es necesaria una representación por separado del órgano de ajuste 21.6.

10. Como elemento de multiplicación puede emplearse por ejemplo un circuito integrado bajo la designación MC 1495L de Motorola. Con el fin de que este circuito integrado produzca el deseado efecto de regulación tiene que preverse de todos modos también la etapa de inversión 21.8

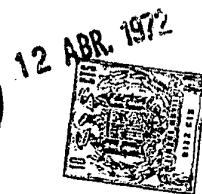
15. En este lugar debe aclararse ahora la finalidad de los impulsos de aguja en el centro de cada onda sinusoidal a la tensión de salida del generador sinusoidal libremente oscilante 21.1 (figura 5,6).

20. Aquí es de nuevo muy ilustrativa la figura 7a. Imagínese que mediante una elevación de la amplificación en el preamplificador de señal de modulación (no mostrado) asciende la amplitud de la señal de modulación sobre el valor normal. El transcurso de esta tensión  $U_{\text{mod}} + U_{=}$  está indicado de trazos.

25. Primeramente es de esperar una fuerte distorsión de la señal de modulación amplificada, pero es de mucha más transcendencia que sin los impulsos de aguja se llega-



5. ría a una falta de los impulsos de mando siempre durante una semionda. Los impulsos de aguja aplicados crean por así decirlo una reserva, de forma que la señal de modulación se transmite en verdad distorsionada, pero pudiendo sin embargo seguir trabajando la emisora sin perturbación.
- En contraposición a esto las emisoras construidas tradicionalmente tienen que desconectarse a una sobremodulación.
10. Un generador sinusoidal adecuado, que proporciona también los impulsos de aguja deseados, puede estar construido por ejemplo correspondientemente a la figura 8.
15. Aquí están dibujados de nuevo para mejor comprensión los diagramas de tensión tiempo.
20. La señal de salida del generador de impulsos rectangulares 21.11 (que puede estar gobernado por cuarzo) se dirige sobre el elemento diferenciador 21.14, y por el diodo 21.15 se dejan pasar solo los impulsos de aguja negativos. Los impulsos de aguja negativos tienen en verdad la situación temporal deseada pero sin embargo una polaridad inadecuada, por lo cuál se conducen a la etapa de inversión 21.16. En la salida de la etapa de inversión 21.16 pueden tomarse entonces los impulsos de aguja correctamente polarizados.
25. Como etapa de inversión puede estar prevista por ejemplo una etapa de transistores en conexión de emisor.
30. Una relación de fase fija de los impulsos de aguja con respecto a la tensión alterna en la salida



- del generador sinusoidal resulta debido a que para la producción de ésta tensión alterna se enlaza a la salida del generador de impulsos rectangulares 21.11 una etapa divisora de frecuencia 21.12 (véase la revista alemana "Funckschau" 1970, fascículo 9, página 264 ff).
5. Esta etapa divisora de frecuencia 21.12 proporciona una tensión rectangular con media frecuencia, de la cual se filtra la onda básica sinusoidal mediante un filtro de paso bajo 21.13.
10. En las dos salidas del generador sinusoidal libremente oscilante 21.1 (figuras 5,6 ) están así a disposición las tensiones deseadas.
- La figura 9 muestra finalmente un esquema de conjunto del generador de potencia sinusoidal 23, es decir, un vibrador a tiristor de la clase A (posición 23.1) así como el circuito de encendido para los tiristores.
15. En lugar de un esquema en bloques en si suficiente los circuitos detallados están indicados en los bloques de trazos.
20. Estos circuitos detallados representan circuitos de los más conocido y no necesitan describirse aquí por separado.
- Asi, 23,4 y 23.5 son elementos diferenciadores usuales que solo dejan pasar cortos impulsos de tensión pero sin embargo bloquean indeseadas interferencias bajo frecuentes. Estos garantizan así que los tiristores del vibrador a tiristores 23.1 obtengan impulsos de encendido limpios y precisos.
25. Un multivibrador monoestable 23.2 bascula como es conocido después de un impulso exterior retornando a su
- 30.

401699



5. posición de reposo, y concretamente siempre una vez transcurrido su tiempo característico. En el presente caso se ha de elegir un multivibrador monoestable cuyo tiempo característico corresponde a la mitad de la duración, del periodo de la tensión alterna de salida del generador de potencia sinusoidal. La etapa de inversión 23.3 se ocupa de que la señal producida por el multivibrador monoestable experimente un giro de fase de  $180^\circ$ .

10. Un impulso de mando aplicado a la entrada de mando T23 llega por una parte mediante el elemento diferenciador 23.4 al electrodo de mando de uno de los tiristores del vibrador de tiristor 23.1, y pone por otra parte en estado de conexión estable al multivibrador monoestable 23.2

15. Después de medio periodo bascula el multivibrador monoestable de nuevo a su posición de reposo, y de la señal invertida en la salida de la etapa de inversión 23.3 llega el flanco ascendente (con la polaridad correcta) mediante el elemento diferenciador 23.5 al electrodo de mando del segundo tiristor, que con esto asume la conducción de corriente durante la segunda semionda.

20. El vibrador a tiristor 23.1 produce una tensión alterna sinusoidal de duración constante de periodo, retardándose más o menos mediante el aparato de mando los comienzos de cada periodo.

25. Ensayos detenidos han mostrado ahora que el gobierno de fases de los generadores de potencia sinusoidal puede realizarse todavía más eficazmente si se varia conjuntamente la duración del periodo de las oscilaciones sinusoidales.

30.



- 22 -

401699

- Es decir, si por ejemplo el generador de potencia sinusoidal 23 trabaja primeramente con  $\alpha = 0^\circ$  de retardo de fase y luego se gobierna después de  $\alpha = 90^\circ$  (para lograr esto tiene que elevarse por corto tiempo la frecuencia), se acorta también la duración del período para apoyar este proceso (lo que origina igualmente una elevación de la frecuencia). En el otro sentido desde  $\alpha = 90^\circ$  hacia  $\alpha = 0^\circ$  se alarga de nuevo correspondientemente la duración del período.
- 5.
10. Este efecto se logra de modo sencillo debido a que a la entrada del multivibrador monoestable 23.2 (dibujada de trazos) se conecta en paralelo todavía la señal de modulación  $U_{\text{mod}}$  (con la situación de fase correcta). Se varía así con esto el tiempo característico del multivibrador monoestable al ritmo de la señal de modulación  $U_{\text{mod}}$ , de forma que el encendido del segundo tiristor en el vibrador a tiristor 23.1 se efectúa asimismo retardado diferentemente con respecto al impulso de mando.
- 15.
20. Si bien las aclaraciones precedentes en relación con la figura 8 se refieren al generador de potencia sinusoidal 23, sirve lo mismo también para el generador de potencia sinusoidal 22. Sin embargo existe una excepción que consiste en que en éste la señal de modulación  $U_{\text{mod}}$  tiene que conectarse con situación de fase invertida para influenciar el tiempo característico del multivibrador monoestable, porque también el generador de potencia sinusoidal 22 se gobierna al contrario que el generador de potencia sinusoidal 23.
- 25.
30. El que en la figura 2 esté dibujado un transformador 24 como dispositivo sumador no excluya naturalmente



- que puedan preverse también otros dispositivos apropiados, como por ejemplo bajo el empleo de semiconductores. Igualmente es posible conectar directamente ámbos generadores de potencia sinusoidal al circuito rectificador 25. Sin embargo un transformador intercalado permite un aprovechamiento óptimo de los tiristores en los generadores de potencia sinusoidal, Ya que los tiristores son aptos para mas altas corrientes que la alta tensión necesaria de aproximadamente 30 KV puede lograrse la necesaria transformación de tensión con el transformador, mientras que los tiristores están sujetos a un aprovechamiento óptimo de corriente. Los dos generadores de potencia sinusoidal pueden también conectarse directamente en serie. El gobierno ha de variarse correspondientemente a esto. Por esto no se abandona el principio de la invención.
- 5.
  - 10.
  - 15.

N O T A

- Descrita suficientemente la naturaleza del invento así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental. También se hace constar que el invento corresponde a una solicitud de patente presentada en Suiza con el nº 5383/71 de 14 de Abril de 1971, acogiéndose por lo tanto a los beneficios que conceden los Convenios Internacionales en vigor, siendo lo que constituye la esencia del referido invento y por lo que se solicita Patente de Invención por 20 años en España sobre: PERFECCIONAMIENTOS EN AMPLIFICADORES DE ENTRADA CON FRECUENCIA LIMITE SUPERIOR PREDETERMINADA; caracterizándose por lo siguiente:
- 20.
  - 25.
  - 30.



12. AM. 1951

- 1.- Perfeccionamientos en amplificadores para señales de entrada con frecuencia límite superior determinada, caracterizados porque dichos amplificadores comprenden dos fuentes de frecuencia portadora auxiliar
5. áptas para la modulación de fase, con valor medio de frecuencia coincidente en tiempo, que es mayor que el valor límite superior de la gama de frecuencias de entrada, porque comprenden además medios de gobierno de modulación que
10. están en unión efectiva con las fuentes de frecuencia portadora auxiliar mediante los cuales se dotan a las tensiones alternas de salida de ambas fuentes de frecuencia portadora auxiliar de desplazamientos de fase de igual sentido asociados a los valores momentáneos de la señal de entrada a amplificar, y porque comprenden además un dispositivo
15. sumador conectado a las salidas de las fuentes de frecuencia portadora auxiliar con dispositivo de demodulación de amplitud subordinado, y además filtros a continuación cuya zona de paso cubre la gama de frecuencias de entrada.
20. 2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el valor medio temporal de la frecuencia de las fuentes de frecuencia portadora auxiliar supone por lo menos el doble de la frecuencia límite superior de las señales de entrada.
25. 3.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 ó 2, caracterizados porque como fuentes de frecuencia portadora auxiliar se prevén generadores de potencia sinusoidal en forma de vibradores a tiristores.
30. 4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque como dispositivo sumador se preve un





transformador sobre cuyo arrollamiento primario están conectadas en serie, en la corriente alterna, salidas de las fuentes de frecuencia, portadora auxiliar.

5. 5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1; caracterizados porque los medios de gobierno presentan un generador sinusoidal libremente oscilante con por lo menos el doble de la frecuencia máxima de las señales de entrada, cuya salida está conducida sobre un circuito rectificador de doble onda a una primera entrada de un interruptor de nivel determinado, porque en una segunda entrada del interruptor de nivel determinado están conectadas una fuente de tensión continua ajustable y una fuente de señal de entrada, porque además la salida del interruptor de nivel determinado está conectada a una etapa diferenciadora la cual del flanco ascendente de un impulso rectangular conducido deriva un impulso de mando que aparece en una salida y del flanco descendente forma un impulso de mando que aparece en otra salida, y porque las salidas están enlazadas en cada caso con una entrada de mando de una fuente de frecuencia portadora auxiliar.
10. 20.

15. 6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque el generador de potencia sinusoidal libremente oscilante presenta una segunda salida en la que aparece un impulso de aguja en coincidencia en tiempo con el centro de cada semionda sinusoidal, y porque la segunda salida está acoplada con la otra salida.
- 25.

30. 7.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 y 5, caracterizados porque en una primera entrada de un circuito comparador está conectada una tensión que es proporcional a la componente de tensión continua en la salida



401699

- del amplificador, porque en una segunda salida del circuito comparador está conectada una tensión continua proporcional al valor teórico de la componente de tensión continua, porque además la fuente de señal de entrada está enlazada con un elemento multiplicador, porque la salida del elemento multiplicador está enlazada conjuntamente mediante un condensador de acoplo con la salida del circuito comparador y conectada a la segunda entrada del interruptor de nivel determinado, y porque la salida del circuito comparador está conectada mediante un órgano de ajuste y un elemento de inversión con la entrada de mando influenciadora del factor de multiplicación del elemento multiplicador.
- 5.
- 10.

- 8.- Perfeccionamientos según la reivindicación 7, caracterizados porque el órgano de ajuste contiene un filtro de paso bajo con una frecuencia límite que es mas pequeña que el valor límite inferior de la gama de frecuencias de entrada, seguido de un potenciómetro para el ajuste de un factor.
- 15.

- 9.- Perfeccionamientos en amplificadores de entrada con frecuencia limite superior predeterminada, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria y en los dibujos adjuntos.
- 20.

Esta Memoria consta de veintiseis hojas escritas a máquina por una sola cara.

12 ABR. 1972

Madrid,

PATELHOLD Patentverwertungs- & Elektro-Holding A.G.

J. GOMEZ ACEBO Y MUDET  
De la Empresa La Gaceta Española

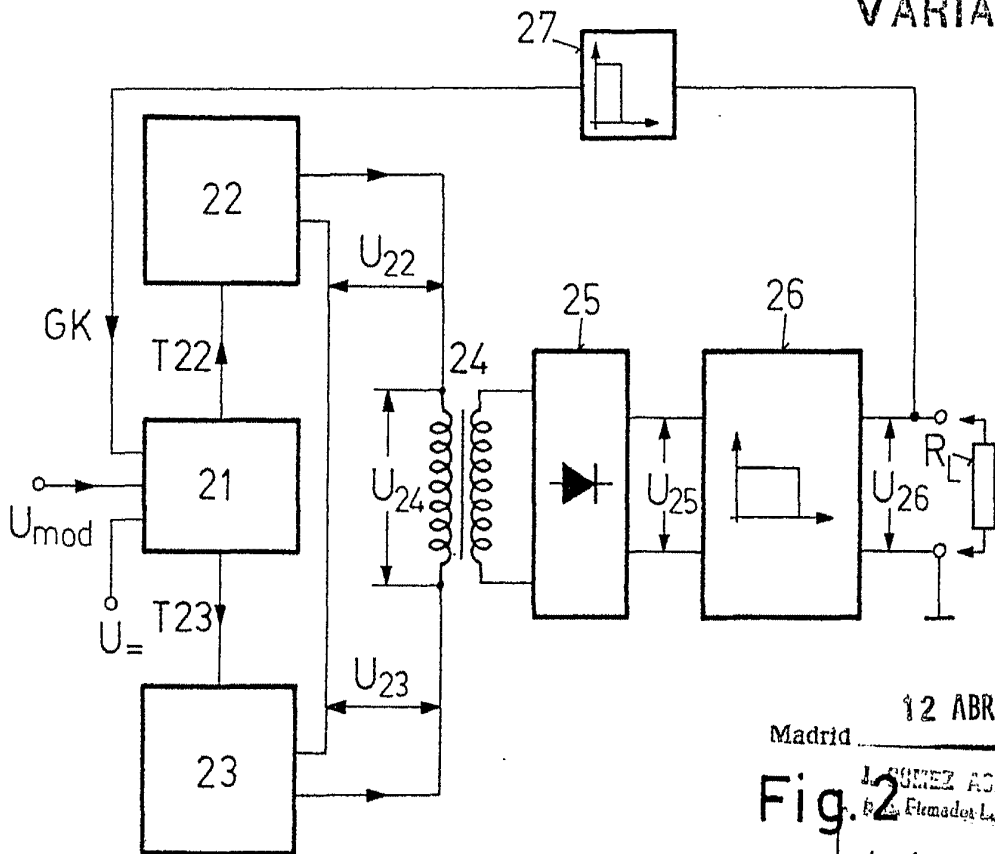
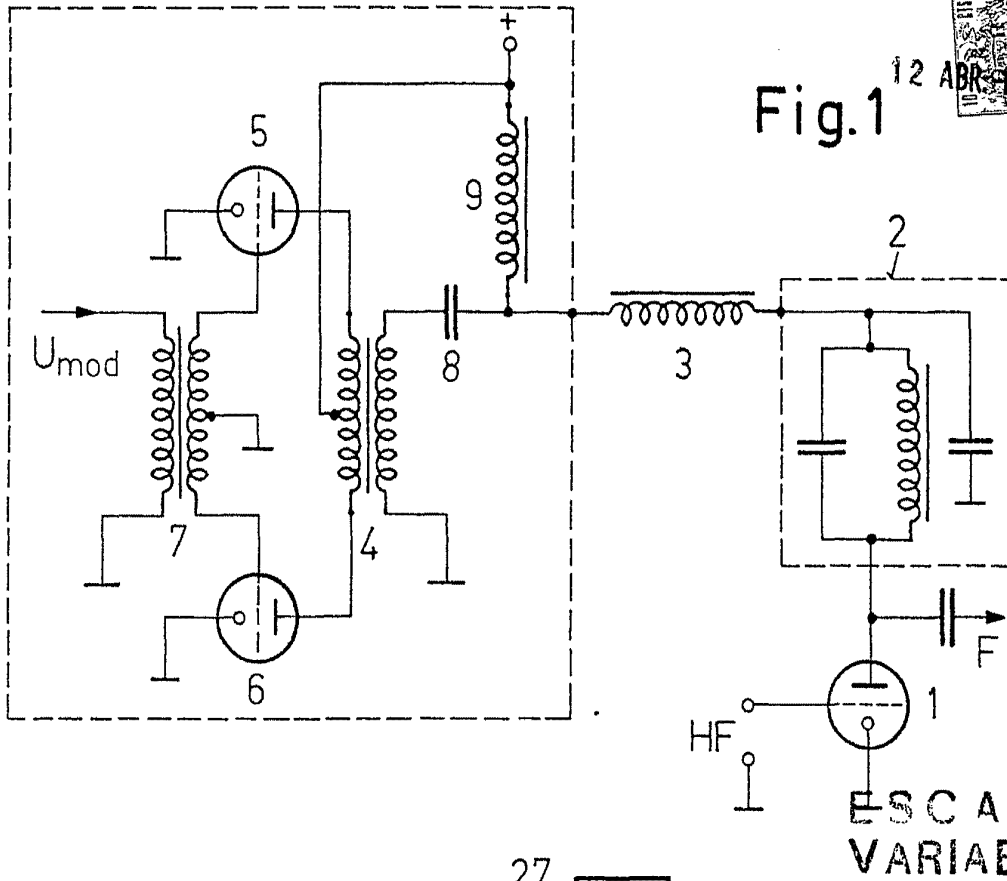


401600

P517 1/7



Fig.1



12 ABR. 1972

Madrid

Fig.2

J. SUMEZ ACEDO Y MOJER  
E. Elmadari La Gota & Asociados

*[Handwritten signature]*

401699

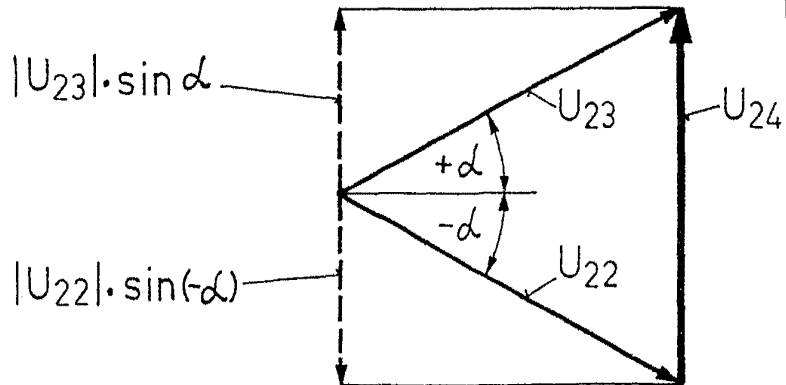


Fig. 3

ESCALA  
VARIABLE

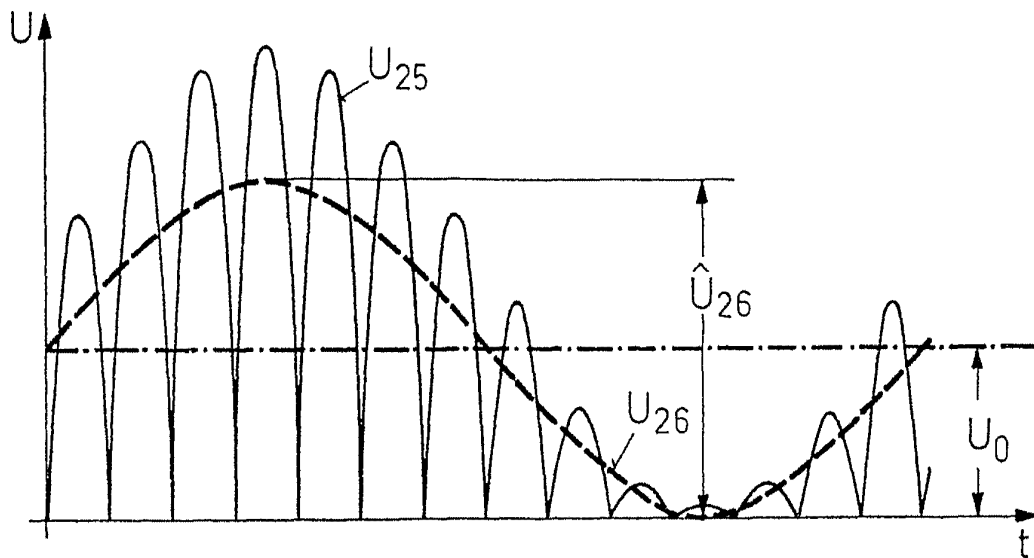


Fig. 4

Madrid 12 ABR. 1972

J. GOMEZ ACEBO Y MORET  
No. de Firmador: L. Gesta Escobedo

*[Handwritten signature]*

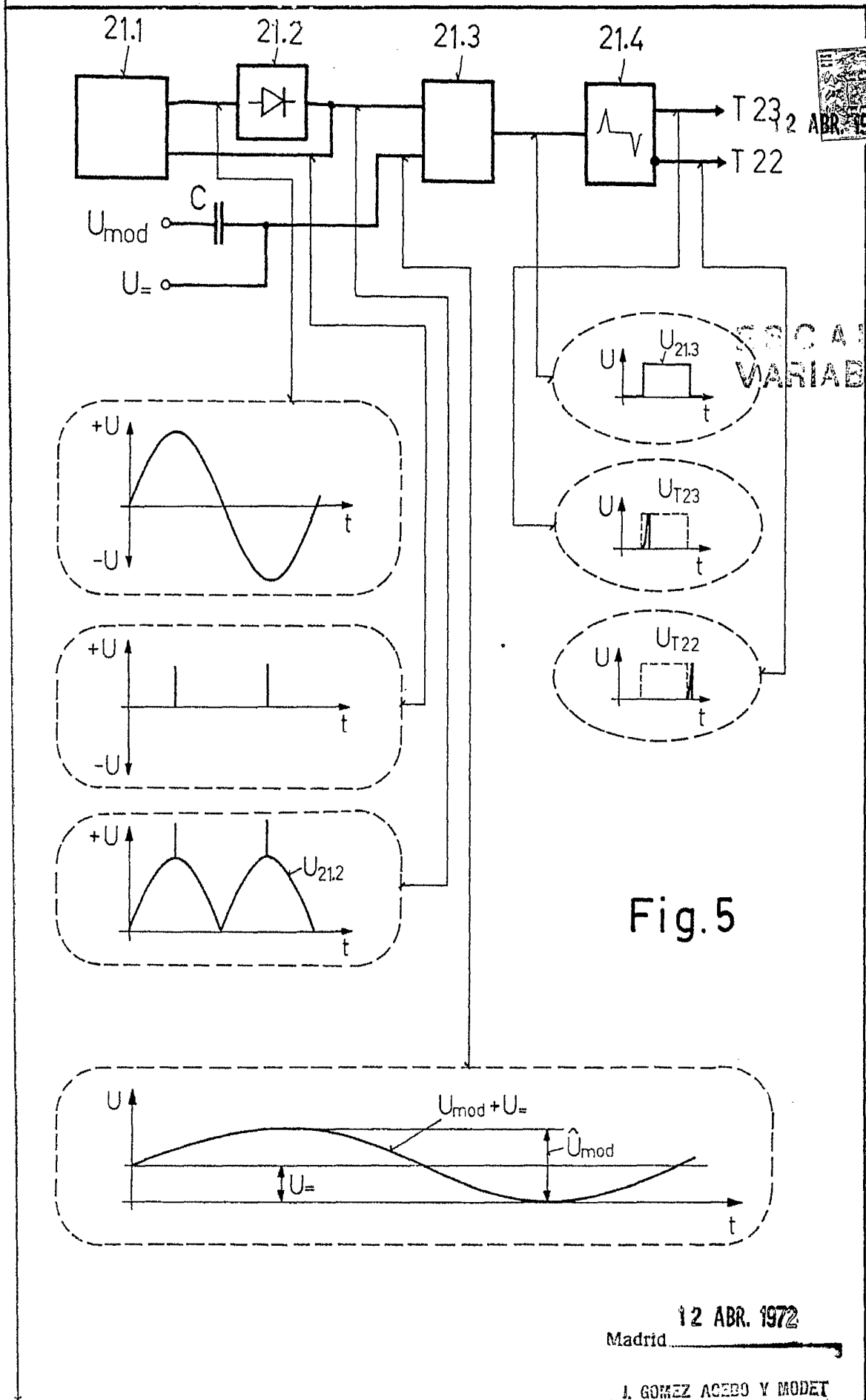


Fig. 5

12 ABR. 1972  
Madrid

J. GOMEZ ACEBO Y MODET  
p. p. Firmador: L. Casala Fernández

*[Handwritten signature]*

401699

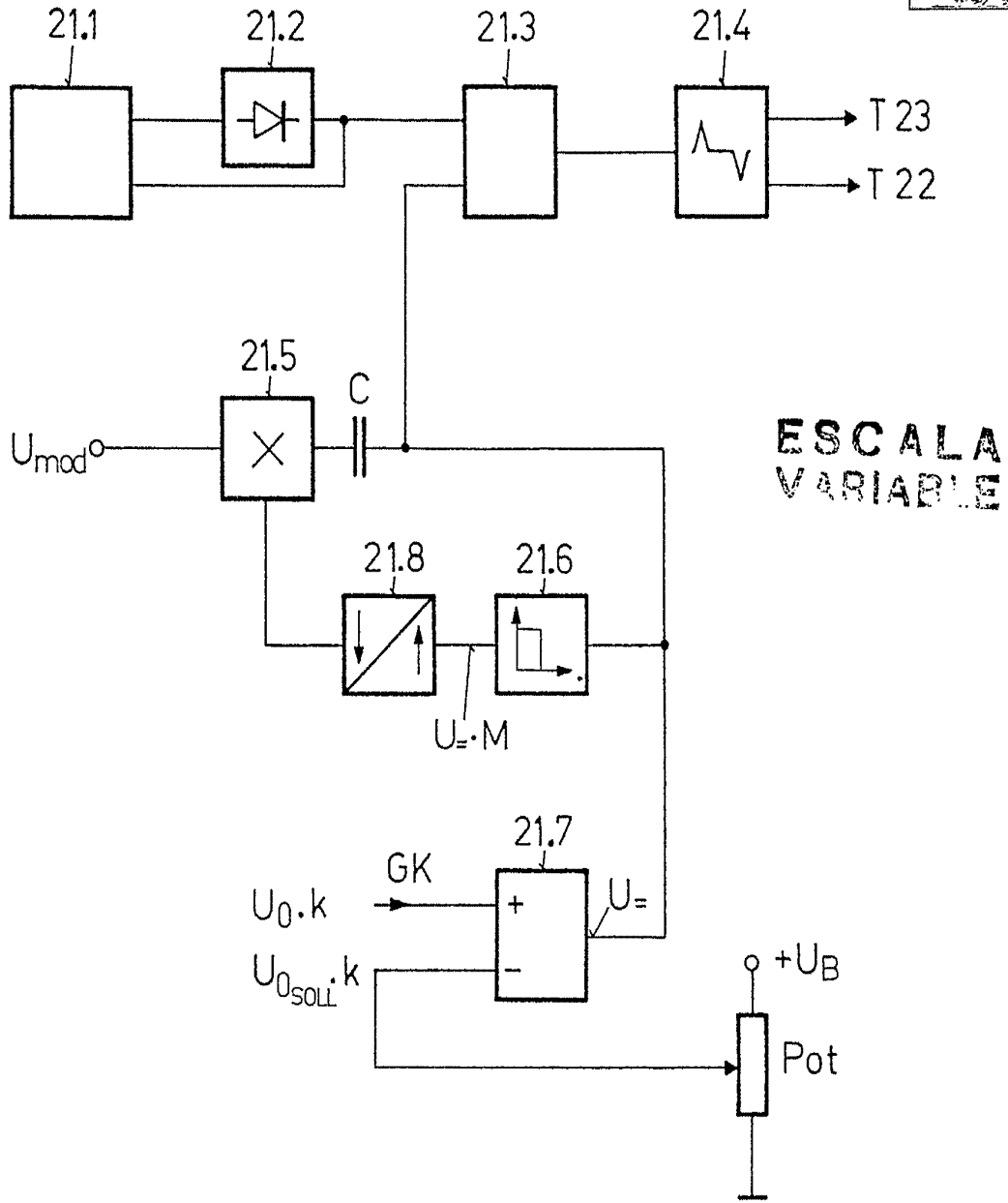


Fig. 6

12 ABR. 1972

Madrid

J. GOMEZ ACEDO Y MOJER  
P. P. Firmador: L. Costa Fornari

401699

12 ABR 1972

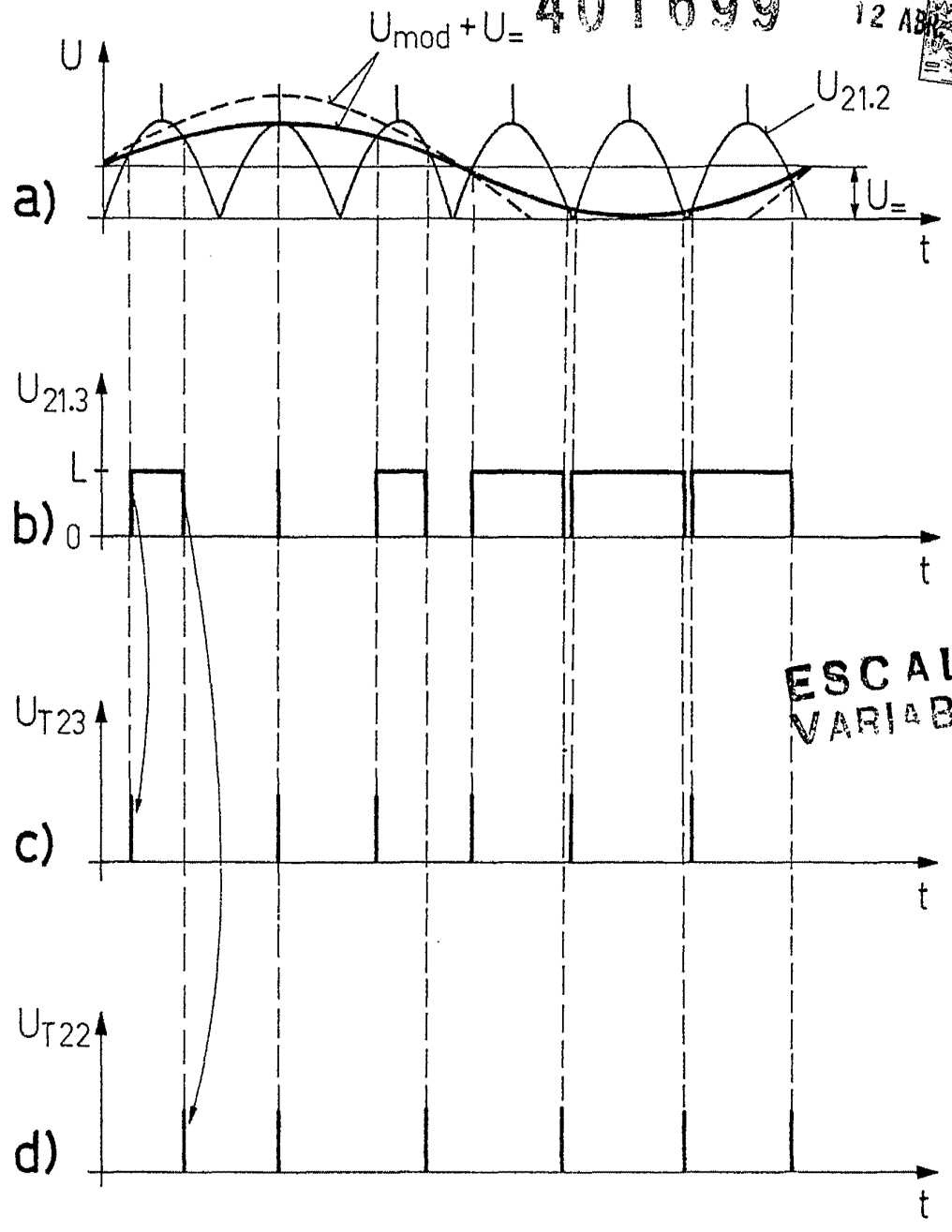


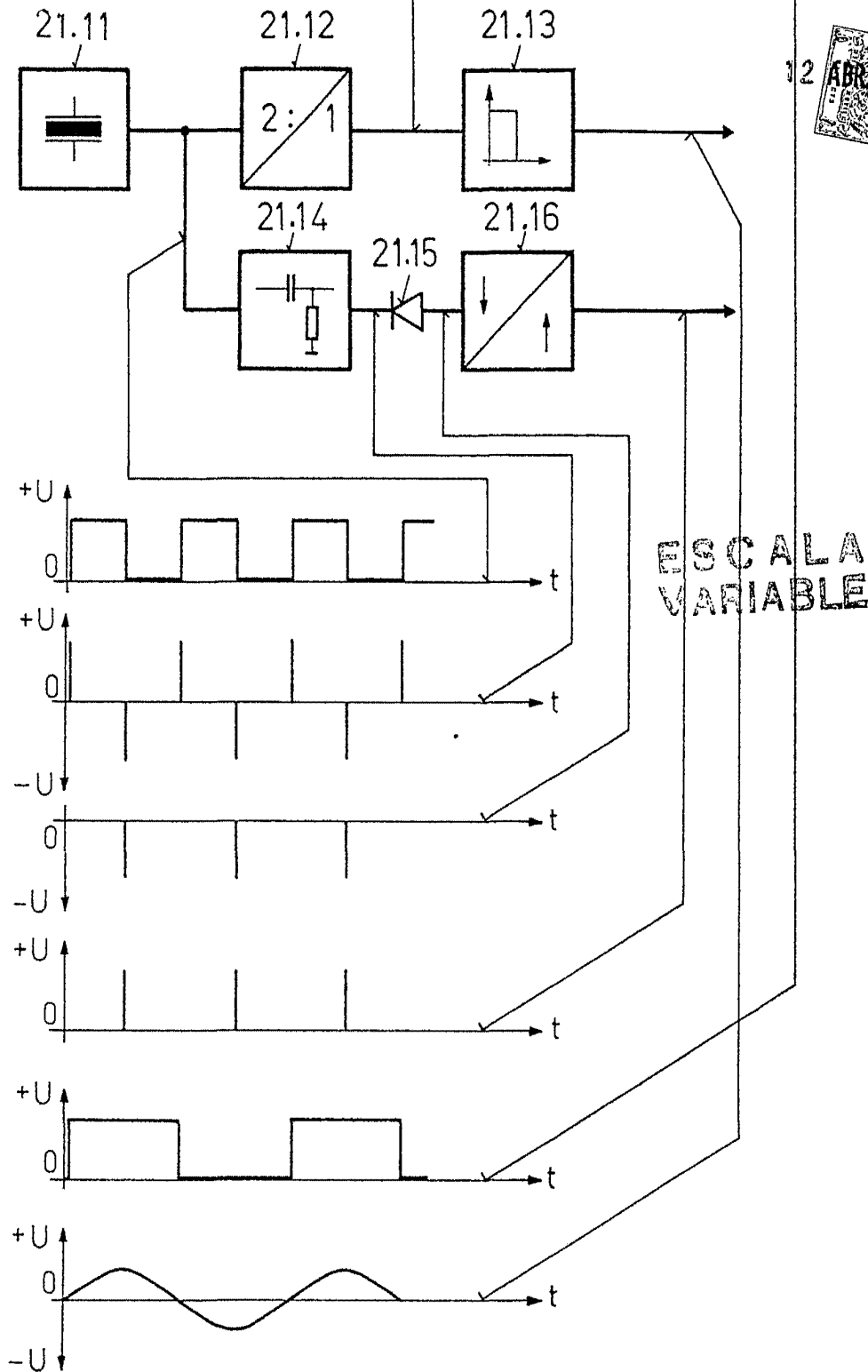
Fig.7

12 ABR. 1972

Madrid \_\_\_\_\_

J. GOMEZ ACEBO Y MODET  
p. p. Firmador L. Cautel Fernández

401699



ESCALA VARIABLE

Fig. 8

12 ABR. 1972

Madrid

A. GOMEZ ACEBO Y MOJER  
p. p. Elmadari L. Gaita Ferrnandez

*[Handwritten signature]*

401699

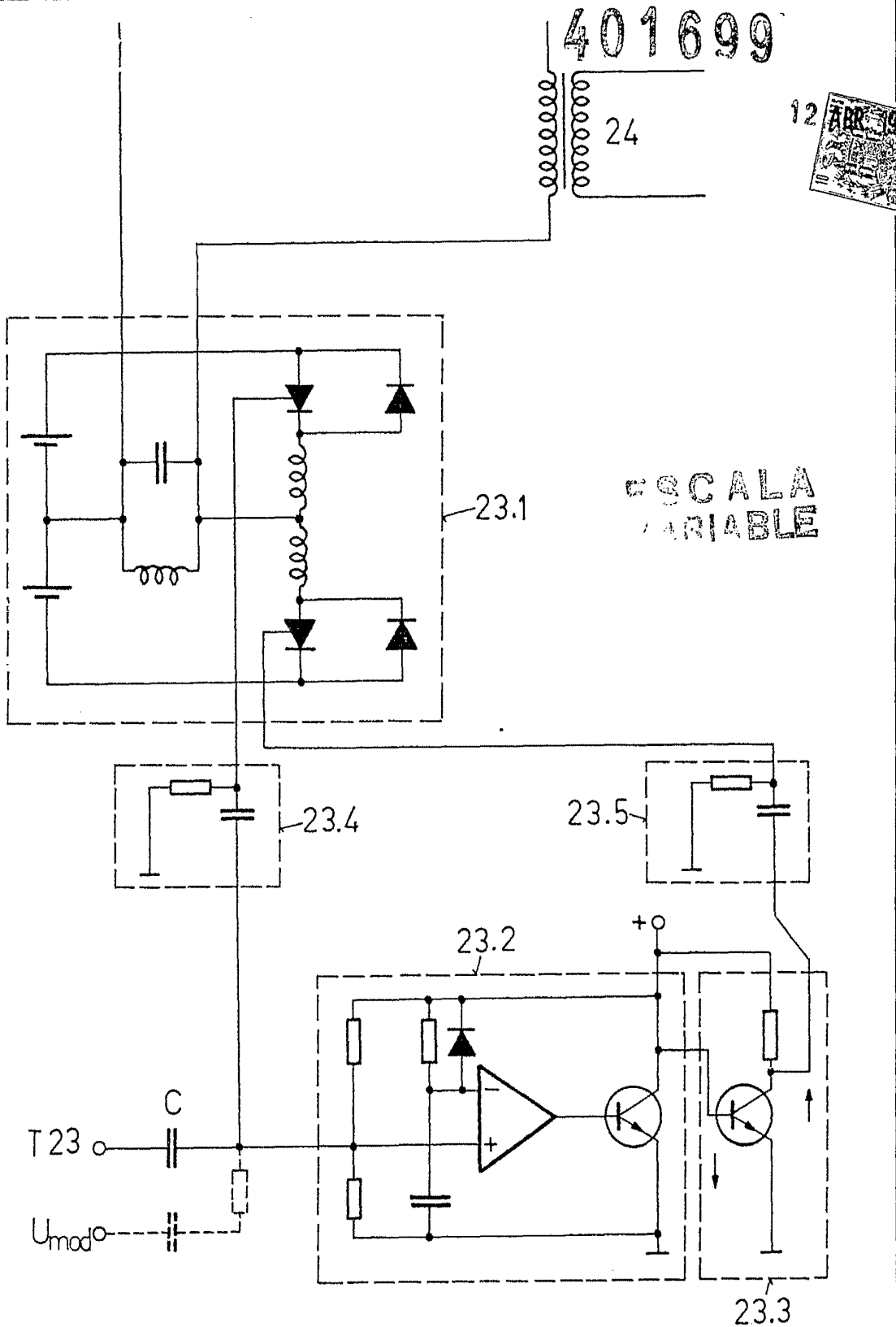


Fig.9

12 ABR. 1972

Madrid

J. GOMEZ AGUILO Y COLLETS  
E. TORRES VILA

*[Handwritten signature]*