



331395

PATENTE DE INVENCION

por 20 años

por "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS PARA RECEPTORES DE TELEVISION", a favor de D. Javier MASVIDAL Montoliu, de nacionalidad española, domiciliado en BARCELONA, Travesera de Gracia, 277.

=====

MEMORIA DESCRIPTIVA

La presente Patente de invención se refiere a unos perfeccionamientos introducidos en los circuitos transistorizados que constituyen un receptor de televisión. Los nuevos circuitos se caracterizan por estar constituidos exclusiva-

5. mente a base de transistores y otros semiconductores, habiéndose eliminado por completo el empleo de tubos electrónicos, con la excepción lógica del tubo de imagen.

Otra característica de los circuitos que se describirán es su simplicidad, de manera que con un número re-

10. ducido de elementos en cada uno de ellos se consigue unos efectos de elevado rendimiento y acusada estabilidad, definiendo las sucesivas etapas que constituyen el receptor.

En las explicaciones que siguen se describirán las principales características de cada una de las etapas que

15. forman el receptor, referidas a los esquemas teóricos que se



-331395

acompañan en las hojas adjuntas.

En los dibujos:

- La figura 1 representa el diagrama teórico de los circuitos de entrada (antena, selección de canales, sintonía, 5. amplificación en alta frecuencia y conversión) para las dos clases de frecuencias, la amplificación de frecuencia intermedia de video, la detección de video y su amplificación, el circuito completo de sonido, el supresor de ruidos y el control automático de ganancia.
10. La figura 2 representa el esquema teórico del circuito separador de sincronismos, el de barrido horizontal, el comparador de fase y el transformador de línea, junto con el circuito del tubo de imagen.
- La figura 3 muestra la disposición teórica del cir- 15. cuito de alimentación, rectificación y estabilización de la corriente, mientras que la figura 4 representa el circuito de barrido vertical de la imagen.
- Selectores de frecuencias: Los circuitos que se 20. deslizarán pueden trabajar, en cuanto a la entrada del receptor las frecuencias pertenecientes a la banda denominada alta frecuencia y en la banda designada con el nombre frecuencia ultraelevada. En el esquema de la figura 1 se representa con un rectángulo designado V el conjunto de componentes que constituyen el selector de frecuencias para la 25. primera banda citada, junto con su dispositivo de amplificación en alta frecuencia, mezcla heterodina y oscilación, mientras que un segundo rectángulo, designado U, representa el sintonizador de la banda de frecuencias ultraelevadas.
- La entrada de antena A es del tipo asimétrico, con 30. una impedancia de 75 ohmios, realizando un conmutador la selección de entradas a una u otra banda.



1965

- 3 -

El selector de frecuencias muy elevadas está se-  
guido de tres etapas transistorizadas, que realizan las fun-  
ciones, como se ha dicho, de amplificación en alta frecuen-  
cia, mezcla heterodina y oscilación local. Estos circuitos  
5. permitirán recibir las señales de televisión pertenecientes  
a las bandas I y III. La selección de los canales de frecuen-  
cia se realiza mediante un conmutador provisto de sintonía  
fina con memoria.

La etapa transistorizada amplificadora de alta fre-  
10. cuencia se halla regulada por la tensión proporcionada por  
el control automático de ganancia, tensión retrasada respecto  
a la que actúa sobre la etapa de frecuencia intermedia.

La salida de esta etapa hacia la pletina de fre-  
cuencia intermedia se efectúa mediante cable blindado.

15. El circuito sintonizador de las frecuencias ultra-  
elevadas comporta dos pasos: un amplificador de alta frecuen-  
cia y un oscilador-mezclador; como amplificador adicional de  
frecuencia intermedia se utiliza la etapa que, en el funcio-  
namiento del receptor en la banda de muy alta frecuencia,  
20. trabaja como mezcladora.

La sintonía de las frecuencias ultraelevadas se  
realiza mediante condensador variable, junto con líneas re-  
sonantes de longitud un cuarto de onda.

La señal se aplica mediante línea asimétrica de  
25. impedancia 75 ohmios al emisor del transistor amplificador  
de alta frecuencia, mientras que el segundo transistor actúa  
como oscilador y mezclador.

Amplificador de frecuencia intermedia de video: Este  
amplificador está constituido por cuatro etapas amplificadoras  
30. sintonizadas. En la primera etapa, el transistor T7 está mon-  
tado como amplificador de banda ancha y no está controlado



SEP. 1965

- 4 -

por la tensión del control automático de ganancia; de esta manera se evita que las trampas formadas por las inductancias L11, L12, L13 y L15 y los condensadores C35, C36, C37, C38 y C40 estén afectadas por el control automático de ganancia. La misión de estas trampas de onda es atenuar las portadoras de sonido y de video de los canales adyacentes y la portadora de sonido del propio canal.

El primer transformador de frecuencia intermedia está dividido en dos partes; el primario se halla en el selector, mientras que el secundario, constituido por la inductancia L14, se halla en la pletina de frecuencia intermedia; el acoplamiento entre los dos arrollamientos se verifica mediante el condensador C5, junto con la capacidad que tiene el cable blindado que une el selector con el amplificador de frecuencia intermedia.

Los condensadores C39 y C40, junto con la capacidad de entrada del transistor T7, forman la capacidad que resuena con la inductancia L14; además constituyen un divisor capacitivo para atacar el citado transistor T7.

El circuito resonante del colector de T7 está formado por la inductancia L16 y las capacidades C43 y C44, que al mismo tiempo forman un divisor capacitivo para el acoplo al transistor T8 del paso siguiente.

La segunda etapa amplificadora de frecuencia intermedia está controlada por el control automático de ganancia, que actúa sobre la base del transistor T8. Los condensadores C45 y C46 constituyen un filtro. La salida se acopla al paso siguiente mediante un acoplamiento inductivo-capacitivo formado por L18, L19 y C50, y la adaptación de impedancias se consigue con el divisor capacitivo C51 y C52.

El acoplamiento al paso siguiente es análogo al



anterior, siendo la única variación la que ofrecen los dos últimos pasos, con los transistores T9 y T10, que son circuitos de neutralización de estos transistores, formados por C53 y L21, C60 y L25.

5. Detector de video: La señal procedente del amplificador de frecuencia intermedia ataca al detector de video a través del acoplamiento inductivo-capacitivo, formado por L26, L27 y C66. El diodo D4 demodula la señal, entregándola detectada al primer paso del amplificador de video.

10. La carga del diodo detector la forma la resistencia R62, compensándose la atenuación para las altas frecuencias mediante la inductancia L28.

Los condensadores C70 y C73 y la inductancia L43 constituyen un filtro para evitar que la frecuencia intermedia pase a las etapas de video.

15. Amplificación de video: Comporta dos pasos transistorizados. El primero, con T11, es en realidad un adaptador de impedancias; la polarización de base se realiza con un circuito puente formado por R64, R66 y R65, siendo esta última ajustable; la polarización del emisor se asegura mediante la resistencia R67.

20. El montaje del transistor T11 es con colector a masa, ya que la resistencia R70 es de muy bajo valor y sólo a efectos de la separación de sincronismo. Este montaje proporciona una elevada impedancia de entrada, que no carga el detector, y por el contrario proporciona una impedancia de salida baja, adecuada para atacar la base del transistor T12, que se halla conectada como amplificador con emisor común.

25. El potenciómetro R75 permite dosificar la señal de entrada al transistor T12; constituye así el regulador de contraste.

30.



Ahora bien, se necesita una disposición especial del circuito con el fin de evitar que el nivel de negro varíe al variar el contraste; para ello se eligen las resistencias R73 y R71 de manera que la tensión continua en los bornes del condensador C78 sea igual a la tensión en bornes de la resistencia R67 cuando se transmite el nivel de negro, el cual se mantiene constante en bornes de la citada R67 gracias a la actuación del control automático de ganancia; de esta manera, el nivel de negro no varía al variar el valor de R75, debido a que por ésta no circula corriente.

La carga del transistor T12 la constituye la resistencia R78, compensada con la inductancia L31 para evitar la atenuación en las frecuencias elevadas. En el emisor se intercala el circuito trampa formado por L32 y C83, que atenúa la frecuencia intermedia de sonido.

Control automático de ganancia: El control automático de ganancia tiene por objeto mantener constante la amplitud de la señal aplicada al tubo de rayos catódicos, independientemente de las variaciones de la señal recibida por la antena. Cuando esta señal aumenta, la ganancia de la frecuencia intermedia debe disminuir, y viceversa.

El circuito del control automático de ganancia está diseñado de manera que la tensión de control sea independiente de la modulación de video.

Las señales de video con impulso de sincronismo negativo se aplican a la base del transistor T14. El colector de este último recibe los impulsos de retroceso negativos procedentes del transformador de línea.

De esta manera, el transistor T14 sólo conduce durante los impulsos de retroceso. Ahora bien, conducirá más o menos según cuál sea la diferencia de tensión entre la base y



el emisor, la cual depende de la amplitud de la señal de video en los intervalos de sincronismo en que la luminosidad de la imagen no interviene.

El condensador C88 se carga positivamente, con mayor o menor intensidad, según la amplitud de la señal; la tensión de carga, filtrada por R91, C45 y C46, polariza la base del transistor T8, del segundo paso de frecuencia intermedia de video. Cuanto más positiva sea esta tensión, mayor será la corriente de emisor y más disminuirá la ganancia.

10. El diodo D7 evita que el condensador C88 se descargue a través del colector y la base del transistor T14, durante el período de no amplificación de éste. El condensador C90 y la resistencia R95 constituyen un circuito volante que atenúa los cambios bruscos de la señal; la resistencia R93  
15. permite ajustar el nivel de tensión del control automático de ganancia.

La tensión de control automático de ganancia necesaria para el selector de frecuencias se obtiene mediante la etapa que comporta el transistor T15, cuyo emisor tiene  
20. el diodo D6 en su circuito; la función del citado diodo es retrasar la acción de la tensión de control respecto a la aplicada al paso de frecuencia intermedia; esto es necesario para evitar que la relación señal/ruido en la frecuencia intermedia sea insuficiente por el hecho de que disminuya  
25. la ganancia del selector antes que la del paso de frecuencia intermedia; de lo contrario, resultaría que el ruido de la etapa de frecuencia intermedia sería elevado, por corresponder a una alta ganancia, mientras que la señal que llega al selector ya es débil, quedando una relación señal/ruido  
30. insuficiente.

Supresor de ruido: De la última etapa del amplifi-



cador de frecuencia intermedia de video se obtiene, por acoplamiento capacitivo, una señal que se utiliza para el circuito supresor de ruidos.

Mediante un transformador de primario L29 y secundario L30, sintonizados a 35'5 megaciclos por segundo, se atenuan las frecuencias próximas a la portadora de imagen, que corresponden a las frecuencias de los impulsos de sincronismo de línea y de cuadro. La señal del secundario L30 del transformador se detecta mediante el diodo D5, cuya resistencia de carga es la R172. El transistor T13, en montaje de colector a masa, ofrece una elevada impedancia de carga al diodo, mientras que la impedancia de salida es baja, adecuada para atacar la base del transistor amplificador T16.

Cuando, junto con la señal, se presenta un impulso de ruido, éste aparece en forma de tensión negativa que se transmite a la base de T16, bloqueando a este transistor; al no conducir, el circuito de emisor del transistor T17 debe cerrarse a través de la elevada resistencia R173, con lo que disminuye la ganancia del transistor T17, en función de separador de sincronismos, y se evita así que el ruido pase como impulso de sincronismo.

Separador de sincronismo: Su misión es separar los impulsos de sincronismo de la información de video. Para ello, basta con recortar la señal y amplificar sólo las crestas.

El circuito RC formado por R96 y C91 constituye un circuito volante que polariza el transistor T17, de manera que sólo conduce y amplifica cuando la tensión aplicada a su base sobrepasa un valor determinado; de esta manera sólo se amplifica la parte de señal de video que corresponde a los impulsos de línea y cuadro, obteniéndose en el colector impulsos negativos que corresponden a los de sincronismo.



1966

La resistencia R100, de elevado valor, tiene dos misiones: en el supresor de ruido se explicó que disminuía la ganancia del transistor T17 al tener que cerrarse su emisor a través de la resistencia R100 cuando estaba presenta un impulso de sincronismo; además sirve para que la carga del condensador C91 tenga que efectuarse a través de R100 cuando llega un impulso de ruido, y por lo tanto la carga adicional aportada será muy pequeña y no afectará al nivel de polarización de T17, evitándose el que puedan ser eliminados algunos impulsos de sincronismo de los que siguen al de ruido, en cuyo caso se podría perder el sincronismo.

Circuito de barrido vertical: Para el barrido vertical, se genera una onda en forma de diente de sierra, gracias a la carga y descarga de la capacidad dividida formada por los condensadores C130 y C131. La carga de los mismos se realiza a través de transistor T31 y a intensidad constante; la amplitud de la tensión de carga puede variarse mediante la resistencia ajustable R161.

La descarga de la capacidad citada se produce a través de la corriente de colector del transistor T29, el cual actúa como oscilador de autobloqueo.

Los impulsos de sincronismo suministrados por la red integradora formada por R149, C125, R150 y C126 se amplifican con el transistor T28. El transistor T27 permite acoplar la impedancia de salida de la red integradora a la baja impedancia de entrada de T28. Estos impulsos negativos de sincronismo se aplican a la base de T29, que normalmente está bloqueado; cuando llega un impulso, el citado transistor se desbloquea y empieza a conducir, permitiendo la descarga de los condensadores C130 y C131; mientras aumenta la intensidad de colector, el devanado del transformador TR5 transfiere a



la base del transistor una tensión desfasada  $180^\circ$  respecto a la del colector, o sea que mantiene negativa la base. Cuando se llega a la saturación se produce un contra-impulso que hace positiva la base y bloquea de nuevo al transistor

5. T29, volviendo a cargarse los condensadores C130 y C131 y repitiéndose el ciclo.

El transistor T32 amplifica la señal, entregándola a las bobinas deflectoras LV, que se hallan en serie con el condensador C133 para bloquear la componente continua; la

10. alimentación de T32 se hace a través de la inductancia de choque L40.

La tensión necesaria para la deflexión no debe ser exactamente lineal; para conseguirlo de manera conveniente se emplean realimentaciones formadas por las resistencias

15. R163, R166 y R167, R168, junto a la deformación que introduce la inductancia L40, que es más pequeña de lo que sería necesario.

Los impulsos de retroceso presentan unos sobre-impulsos que se emplean para el borrado del haz en los intervalos de retorno vertical.

20. valor de retorno vertical.

Circuito de barrido horizontal: Los impulsos obtenidos en la etapa separadora son amplificados por el transistor T18, que en el colector comporta un circuito resonante TR6, el cual transforma los impulsos rectangulares en impulsos sinusoidales, que se transfieren al comparador de fase a través del transformador LH. El diodo D8 evita que en los intervalos en que la tensión de colector es negativa se amortigüe la oscilación por conducción a través de D8.

25.

El comparador de fase recibe estos impulsos sinusoidales asimétricamente y los compara con los impulsos de retroceso obtenidos en dos tomas E y F del transformador de línea.

30.



De esta comparación se obtiene una tensión de referencia que controla la etapa de reactancia con el transistor T20.

El diente de sierra necesario para la deflexión horizontal se genera al controlar la corriente que circula por la bobina LH del yugo mediante un circuito interruptor constituido por el transistor T23 y el diodo D24; la señal de conmutación se genera a partir de la onda sinusoidal del oscilador T21, Su circuito tanque se halla en paralelo con el transistor de reactancia T20, el cual es controlado por la tensión del comparador de fase y da lugar a una corriente de colector inductiva, gracias al acoplamiento a través del condensador C102, corriente cuya fase es función de la tensión de comparación.

El efecto resultante es tal, que equivale a disponer una inductancia variable en paralelo con el circuito resonante; toda diferencia de fase entre la señal generada y los impulsos de sincronismo se traducirá en una tensión de comparación tal, que hará que la corriente reactiva del transistor T20 corrija el desfase, ya que equivale a variar la inductancia del circuito resonante.

La oscilación es amplificada por el transistor T22, que trabaja en régimen de saturación y de bloqueo, recortando las crestas de la señal y transformando a ésta en una onda de forma cuadrada. El transformador TR2 la transfiere a la base del transistor T23, llevándola del bloqueo a la saturación, con lo que controla la carga y descarga de las bobinas deflectoras.

La inductancia saturada L38 modifica la linealidad del diente de sierra para evitar deformaciones en la imagen.

El condensador C109 bloquea la corriente continua



1965

y permite el centrado del barrido. El condensador C108 absorbe la energía magnética de las bobinas deflectoras y las restituye a la fuente de alimentación.

El transformador de línea TR3 suministra las distintas tensiones necesarias para el tubo de rayos catódicos.

El valor de la muy alta tensión se obtiene mediante el diodo D16. El devanado cuyos extremos son I y G suministra impulsos para el control automático de ganancia, y el devanado cuyos extremos son E y F proporciona impulsos para el comparador de fase.

El diodo D13 proporciona alimentación al último paso de video y, el diodo D14 proporciona alimentación para la tensión negativa del control de brillo, que se regula mediante el potenciómetro R136. El diodo D15 suministra tensión para el enfoque, que se regula mediante el potenciómetro R138, y para el borrado del trazo horizontal se sacan impulsos negativos a través del condensador C111, la resistencia R127 y el diodo D12.

Circuito de sonido: La señal de 5'2 megaciclos por segundo necesaria de la frecuencia intermedia de sonido resulta del batido entre las frecuencias de 38'9 Mc/s de la portadora de imagen y 33'4 Mc/s de la portadora de sonido en el detector D4.

La señal de frecuencia intermedia del emisor del transistor T11, a través del condensador C79, mediante el transformador formado por L4 y L5, que está doblemente sintonizado, proporciona una elevada selectividad para la frecuencia intermedia de sonido; así se evita que se atenúen las frecuencias altas de video. El acoplamiento entre los dos circuitos sintonizados se realiza capacitivamente por el condensador C6 e inductivamente por el acoplamiento de las



dos bobinas L4 y L5.

5. La adaptación de impedancias necesaria para atacar el transistor T1 se obtiene con el divisor capacitivo formado por C7 y C8. T1 actúa como amplificador limitador. El circuito de colector está sintonizado y la capacidad de sintonía se divide en dos, C11 y C12, para adaptar la impedancia de salida del transistor T1 a la entrada del T2.

10. El demodulador es del tipo de detector de relación, y los diodos detectores son D1 y D2. La señal de baja frecuencia que se obtiene pasa a través de la red de desacentuación formada por R15 y C22, pasando a atacar el primer paso del amplificador de baja frecuencia.

15. A la entrada de este amplificador figura el control de tono, que consta de un conmutador I1 que deriva a masa, a través del condensador C23 y la resistencia R18, parte de la gama de frecuencias. El control de volumen se realiza mediante el potenciómetro R19.

20. El transistor T3 amplifica la señal, para atacar a continuación la base del T4, cuyo colector está conectado a las bases de los transistores T5 y T6, que son complementarios. T5 es del tipo NPN y T6 es de la clase PNP. De esta manera, los ciclos positivos son amplificados por T5 y los negativos por T6, pudiéndose eliminar con ellos los transformadores de ataque o driver y de salida.

25. La carga de esta etapa de sonido está formada por los dos altavoces M1 y M2, conectados en serie, pudiendo también conectarse eventualmente un auricular, aplicándolo mediante un jack que se introduce en la hembrilla B.

30. Para corregir la respuesta de frecuencia, se emplea el doble puente formado por C28, C30, R29 y R27, R30 y C29, además de la realimentación negativa proporcionada por R37



y C32.

Alimentación: El circuito de alimentación, representado en la figura 3, constituye una fuente estabilizada. El transformador TR4 dispone de dos bobinados primarios P1 y P2, idénticos, los cuales conéctanse en serie si la tensión de la red es de 220 voltios, aplicándose, por consiguiente, 110 voltios a cada arrollamiento. Los mismos devanados se conectan en derivación, cuando la tensión de alimentación es de 125 voltios, en cuyo caso se emplea un tercer devanado P3, en serie, para la absorción de la diferencia de 15 voltios en exceso, con el fin de que cada una de aquellas secciones continúe conectada a la tensión de 110 voltios.

El rectificador es del tipo de puente, mediante los diodos D17, D18, D19 y D20.

La estabilización de la tensión se consigue mediante un transistor T24, cuya resistencia interna se hace variar de forma adecuada con las variaciones de la tensión de salida. Una parte de esta tensión de salida se toma del potenciómetro R147, que servirá para su regulación; el transistor T26 la compara con la tensión de referencia suministrada por el diodo de Zener D21, y se amplifica mediante el transistor T25; esta tensión polariza la base del transistor T24, de manera que, cuando aumente la tensión de salida, aumenta la resistencia interna de T24, compensando la citada variación de tensión.

La tensión rectificadora, filtrada y estabilizada se tiene disponible en el punto indicado #1 en la figura 3, el cual se halla conectado eléctricamente a cada uno de los puntos indicados de la misma forma en las demás figuras.

Todo cuanto no afecte, altere, cambie o modifique la esencia de los perfeccionamientos descritos, será variable



a los efectos de la actual Patente.

N O T A.

Se reivindica como objeto de esta Patente de invención:

5. 1.- Perfeccionamientos en los circuitos transistorizados para receptores de televisión, caracterizados porque el selector correspondiente a la banda de frecuencias muy elevadas, al que llega la señal mediante una entrada de antena del tipo asimétrico, va seguido de tres etapas transistorizadas, que realizan las funciones de amplificación en
10. alta frecuencia, mezcla heterodina y oscilación local, en las bandas I y III, efectuándose la selección de los canales de frecuencia mediante un conmutador provisto de sintonía fina con memoria y estando la etapa amplificadora regu-
15. lada por la tensión proporcionada por el control automático de ganancia.
  - 2.- Los propios perfeccionamientos según la reivindicación anterior, caracterizados porque la sintonización de las frecuencias ultraelevadas comporta un paso ampli-
  20. ficador de alta frecuencia y un paso oscilador-mezclador, seguido de una etapa amplificadora de frecuencia intermedia que es la misma que, con el funcionamiento del receptor en la banda de muy alta frecuencia, trabaja como mezcladora, realizándose la sintonía de las frecuencias ultraelevadas
  25. mediante condensador variable junto con líneas resonantes de longitud un cuarto de onda.
    - 3.- Los mismos perfeccionamientos de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la amplificación de frecuencia intermedia de video comporta cuatro eta-
    30. pas amplificadoras sintonizadas, dispuestas en cascada, de las que la primera comporta un transistor amplificador de



- banda ancha, no controlado por la tensión del control automático de ganancia, estando el primer transformador de frecuencia intermedia dividido en dos partes, de las que el primario se halla en el selector de frecuencias y el secundario en la pletina de frecuencia intermedia, realizándose el acoplamiento de los dos arrollamientos mediante un condensador y la capacidad propia del cable blindado que une el selector de frecuencias con el amplificador de frecuencia intermedia y constituyéndose la capacidad que resuena con el secundario del citado transformador por dos condensadores conectados a la base del primer transistor amplificador, juntamente con la capacidad propia de entrada del mismo, condensadores que constituyen a la vez un divisor capacitivo para atacar la entrada del transistor citado.
5. 4.- Los propios perfeccionamientos, según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la segunda etapa amplificadora de frecuencia intermedia queda controlada por la tensión reguladora del control automático de ganancia, que actúa sobre la base del transistor amplificador cuya entrada comporta un divisor capacitivo de acoplamiento con la etapa anterior, y cuya salida se acopla al paso siguiente mediante un acoplamiento inductivo-capacitivo, provista de una adaptación de impedancias mediante un divisor capacitivo, mientras que los dos últimos pasos amplificadores de frecuencia intermedia comportan, en los circuitos de sus transistores, circuitos auxiliares de neutralización de los mismos.
10. 5.- Los propios perfeccionamientos de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque a efectos de la detección de video, la señal procedente del amplificador de frecuencia intermedia ataca al detector a través de un ac-
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



plamiento inductivo-capacitivo, demodulándose la señal mediante un diodo semiconductor, que la envía detectada al primer paso del amplificador de video, comportando el diodo detector una resistencia de carga que compensa la atenuación para las altas frecuencias mediante una inductancia en serie.

5. 6.- Los propios perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la amplificación de video comporta dos pasos transistorizados, de los que el primero es en realidad un adaptador de impedancias,
10. realizándose la polarización de base de su transistor mediante un circuito puente de tipo resistivo, y la polarización del emisor mediante otra resistencia, teniendo el colector su circuito con montaje prácticamente a masa, conectado en serie con una resistencia de muy bajo valor y sólo
15. a efectos de separación de sincronismo, obteniéndose con este montaje una elevada impedancia de montaje, que no carga el detector y proporciona una impedancia de salida baja, adecuada para atacar la base del segundo transistor amplificador, que se halla conectado como amplificador con emisor común, dosificándose la señal de entrada al segundo transistor mediante un potenciómetro que constituye el regulador de contraste, evitándose que el nivel de negro varíe, al variar el contraste, mediante la disposición de dos resistencias en el circuito del colector de manera que la
25. tensión continua en los bornes de un condensador en derivación con una de ellas sea igual a la tensión en bornes de una resistencia en el circuito del emisor cuando se transmite el nivel de negro, el cual se mantiene constante gracias a la actuación del control automático de ganancia, resultando independiente el nivel de negro del valor del potenciómetro regulador del contraste.
- 30.



1966

- 7.- Los mismos perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el control automático de ganancia mantiene constante la amplitud de la señal aplicada al tubo de imagen, independientemente de las
5. variaciones de intensidad de la señal captada por la antena, de manera que la ganancia de amplificación de la frecuencia intermedia resulta inversamente proporcional a la citada intensidad, diseñándose el circuito del control automático de ganancia de manera que su tensión reguladora sea independiente
  10. de la modulación de video, de modo que las señales de video con impulso de sincronismo negativo se aplican a la base de un transistor, cuyo colector recibe los impulsos de retroceso negativos procedentes del transformador de línea, conduciendo únicamente durante estos impulsos y siendo mayor
  15. o menor su conducción según la diferencia de tensiones entre la base y el emisor, dependiente a su vez de la amplitud de la señal de video en los intervalos de sincronismo en que no interviene la luminosidad de la imagen, disponiendo el circuito de control de un condensador que se carga positivamente según la amplitud de la señal, de modo que su
  20. tensión de carga, filtrada por una resistencia en serie, polariza la base del segundo transistor amplificador de frecuencia intermedia de video, con el resultado de que la corriente de emisor de éste será proporcional a la tensión
  25. del condensador e inversamente proporcional a ella la ganancia del transistor amplificador; un diodo semiconductor en el circuito de colector del transistor de regulación de ganancia evita la descarga a través de éste del condensador de regulación, durante el período de no amplificación del
  30. transistor, comportando igualmente un circuito volante del tipo resistencia-capacidad para la atenuación de los cambios



1966

bruscos de la señal, así como una resistencia en el circuito de emisor para el ajuste de la tensión reguladora de ganancia.

8.- Los mismos perfeccionamientos de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la tensión de control automático de ganancia necesaria para el selector de frecuencias se obtiene mediante una etapa transistorizada cuyo emisor comporta un diodo en su circuito, con la función de retrasar la acción de la tensión reguladora de ganancia respecto a la aplicada al paso amplificador de frecuencia intermedia, con objeto de evitar que la relación señal/ruido en la frecuencia intermedia sea insuficiente por disminución de la ganancia del selector antes que la del citado paso amplificador de frecuencia intermedia.

9.- Los propios perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la tensión necesaria para el supresor de ruidos se obtiene por acoplamiento capacitivo de la última etapa del amplificador de frecuencia intermedia, atenuándose mediante un transformador de relación fija, sintonizado a la frecuencia de 35'5 megaciclos por segundo, las frecuencias próximas a la portadora de imagen correspondientes a las frecuencias de los impulsos de sincronismo de línea y de cuadro, detectándose la señal del secundario mediante un diodo semiconductor provisto de una resistencia de carga y de un transistor que, en montaje de colector a masa, ofrece una elevada impedancia de carga al diodo, mientras que la impedancia de salida resulta baja y adecuada para atacar el siguiente transistor amplificador, de manera que al presentarse, junto con la señal, un impulso de ruido, éste aparece en forma de tensión negativa que se transmite a la base del segundo transistor, que queda bloqueado, y al no conducir, su circuito de emisor se cierra



1966

a través de una resistencia de elevado valor óhmico, con disminución de la ganancia del transistor, en función de separador de sincronismos, lo que evita que el ruido pase como impulso de sincronismo.

5. 10.- Los propios perfeccionamientos, según la reivindicación anterior, caracterizados porque la separación de los impulsos de sincronismo de la señal de video se realiza recortando la señal y amplificando sólo las crestas, de manera que la base del transistor separador comporta un
10. circuito volante formado por una resistencia y una capacidad en derivación, cuya polarización determina que la conducción del transistor sólo se realice cuando la tensión aplicada a su base sobrepasa un valor determinado, con lo que sólo se amplifica la parte de señal de video que corresponde
15. a los impulsos de línea y cuadro, obteniéndose en el colector impulsos negativos que corresponden a los de sincronismo, comportando el circuito del emisor una resistencia de elevado valor y misión doble, que disminuye la ganancia del transistor cuando se halla presente un impulso de sincronismo
20. y sirve para realizar precisamente a través de ella la carga del condensador del circuito volante cuando llega un impulso de ruido, por lo que la carga adicional aportada resulta muy pequeña y no afecta al nivel de polarización del transistor, evitándose que puedan ser eliminados algunos
25. impulsos de sincronismo siguientes al impulso de ruido, lo que impide la pérdida del sincronismo.

- 11.- Los mismos perfeccionamientos de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque se genera una onda en forma de diente de sierra, necesaria para el barrido vertical, gracias a la carga y descarga de la capacidad dividida formada por dos condensadores, montados en serie
- 30.



1966

y cargados a través de un transistor, a intensidad constante y tensión variable mediante una resistencia de valor ajustable, realizándose la descarga de la capacidad a través de la corriente de colector del transistor, que actúa como

5. oscilador de autobloqueo, de manera que los impulsos de sincronismo procedentes del circuito separador y suministrados por una red integradora formada por dos resistencias y dos capacidades en montaje en T y en Pi, son amplificados por un transistor, al que llegan a través de otro transistor

10. que realiza el acoplamiento de la impedancia de salida de la red integradora a la impedancia baja de entrada del transistor, de manera que, tras su amplificación, los impulsos negativos se aplican a la base de un tercer transistor, que normalmente está bloqueado; cuando llega un impulso, el tran-

15. sistor se desbloquea y empieza a conducir, permitiendo la descarga de los dos condensadores en serie mencionados y mientras aumenta la intensidad de colector, el devanado de un transformador transfiere a la base del transistor una tensión desfasada  $180^\circ$  respecto a la del colector, manteniéndose negativa la base; cuando se llega a la saturación

20. se produce un contra-impulso que hace positiva la base y bloque nuevamente al transistor, volviendo a cargarse los dos condensadores en serie y repitiéndose el ciclo, mientras que la alimentación de las bobinas deflectoras tiene

25. lugar mediante un transistor amplificador, alimentado a su vez por una inductancia de choque, de manera que las bobinas, dispuestas en serie con un condensador para bloqueo de la componente continua, resultan alimentadas con una tensión no exactamente lineal, cuya forma se consigue mediante re-

30. alimentaciones del tipo resistivo, junto a la deformación producida por una inductancia de pequeño valor; los impulsos



de retroceso presentan sobre-impulsos, empleados para el borrado del haz en los intervalos de retorno vertical.

- 12.- Los propios perfeccionamientos, según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque los impulsos de barrido horizontal obtenidos en la etapa separadora son amplificados por un transistor cuyo colector comporta un circuito resonante que transforma los impulsos rectangulares en impulsos sinusoidales, que se transfieren al comparador de fase a través de un transformador acoplado, con la disposición de un diodo que evita que en los intervalos en que la tensión de colector es negativa se amortigüe la oscilación por conducción a través del mismo; el comparador de fase recibe los impulsos sinusoidales asimétricamente, comparándolos con los impulsos de retroceso, obtenidos del transformador de línea, obteniéndose de esta comparación una tensión de referencia que controla la etapa de reactancia, provista de un transistor; la tensión en forma de diente de sierra necesaria para la deflexión horizontal se genera al controlar la corriente que circula por la bobina del yugo mediante un circuito interruptor constituido por un transistor y un diodo semiconductor, generándose la señal conmutadora a partir de la señal sinusoidal del oscilador, hallándose su circuito tanque en derivación con el transistor de reactancia, el cual es controlado por la tensión del comparador de fase, dando lugar a una corriente de colector inductiva, gracias al acoplamiento a través de un condensador, corriente cuya fase es función de la tensión comparadora, con el resultado equivalente a la disposición de una inductancia variable en derivación con el circuito resonante; toda diferencia de fase entre la señal generada y los impulsos de sincronismo se traduce en una tensión de comparación determinante de que la corriente



SEP. 1966

- 23 -

reactiva del transistor corrija el desfase.

- 13.- Los mismos perfeccionamientos de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la tensión en forma de diente de sierra para el barrido horizontal se amplifica por un transistor que trabaja en régimen de saturación y bloqueo, recortando las crestas de la señal y transformando ésta en una onda de forma cuadrada, transferida a la base de un transistor acoplado mediante transformador, llevándola del bloqueo a la saturación, lo que controla la carga y descarga de las bobinas deflectoras; la linealidad del diente de sierra necesaria para evitar deformaciones en la imagen se controla mediante una inductancia saturada, mientras que un condensador bloquea la corriente continua y permite el centrado del barrido, absorbiéndose mediante otro condensador la energía magnética de las bobinas deflectoras, que se restituye a la fuente de alimentación.
5.  
10.  
15.

- 14.- Los propios perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la señal de 5'2 megaciclos por segundo necesaria de la frecuencia intermedia de sonido resulta del batido entre las frecuencias portadora de imagen y portadora de sonido en el detector, obteniéndose en el emisor del transistor amplificador de video la señal de frecuencia intermedia de sonido, acoplada a los circuitos amplificadores de la misma a través de un condensador y un transformador doblemente sintonizado, que proporciona una selectividad elevada, evitando la atenuación de las frecuencias altas de video, realizándose el acoplamiento entre los dos circuitos sintonizados capacitiva e inductivamente; la adaptación de impedancias necesaria para la entrada al transistor amplificador de frecuencia intermedia de sonido se obtiene mediante un divisor capacitivo,
20.  
25.  
30.



de modo que el circuito del colector del transistor , que actúa como amplificador-limitador, se halla sintonizado mediante una capacidad de sintonía dividida en dos, para adaptación de la impedancia de salida del transistor a la impedancia de entrada del transistor siguiente.

15.- Los propios perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el demodulador es del tipo de detector de relación, obteniéndose en dos diodos semiconductores la señal de audiofrecuencia, que pasa a través de una red de desacentuación formada por una resistencia y una capacidad y a la entrada del primer paso amplificador de baja frecuencia el cual comporta un control de tono constituido por un conmutador que deriva opcionalmente a masa, a través de una capacidad y una resistencia, parte de la gama de frecuencias, figurando igualmente en la misma etapa el control de regulación del volumen; una segunda etapa amplificadora de tensión en baja frecuencia ataca a continuación la base de un transistor director, cuyo colector se halla conectado a las bases de dos transistores complementarios, uno del tipo NPN y otro del tipo PNP, siendo amplificados por uno y otro, respectivamente, los ciclos positivos y negativos, lo que permite eliminar los transformadores de dirección y de salida.

16.- Los propios perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque la alimentación de energía se realiza mediante una fuente estabilizada constituida esencialmente por un transformador cuyo primario presenta dos secciones idénticas, que se conectan en derivación para un valor determinado de la tensión alimentadora y en serie para un valor ligeramente superior al doble de la misma, en cuyo caso se dispone en serie con las dos secciones



- un devanado auxiliar que absorbe la diferencia de tensiones, realizándose una rectificación de media onda mediante circuito puente y una estabilización de la tensión rectificada mediante un transistor, cuya resistencia interna varía en
5. forma adecuada con las variaciones de la tensión de salida, una parte de la cual se toma de un potenciómetro que servirá para su regulación y se compara el valor de la tensión con otra de referencia suministrada por un diodo estabilizador, y se amplifica mediante un transistor, polarizando la
10. base del transistor regulador cuya resistencia interna condiciona, compensando las eventuales variaciones de tensión.

Sean cuales fueren las circunstancias que concurren en la esencialidad de la Patente de invención definida en las anteriores reivindicaciones, cuyo objeto es:

15. 17.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS PARA RECEPTORES DE TELEVISION".

Consta la presente memoria de veinticinco hojas foliadas, mecanografiadas por una sola cara, y de los dibujos unidos a la misma.

20. Barcelona, 10 SEP. 1966  
P.A. de D. Javier MASVIDAL Montoliu,

33 1395

UNIONOM JAWHANG REJUAL D

33 1395

3HOJAS. HOJA Nº1

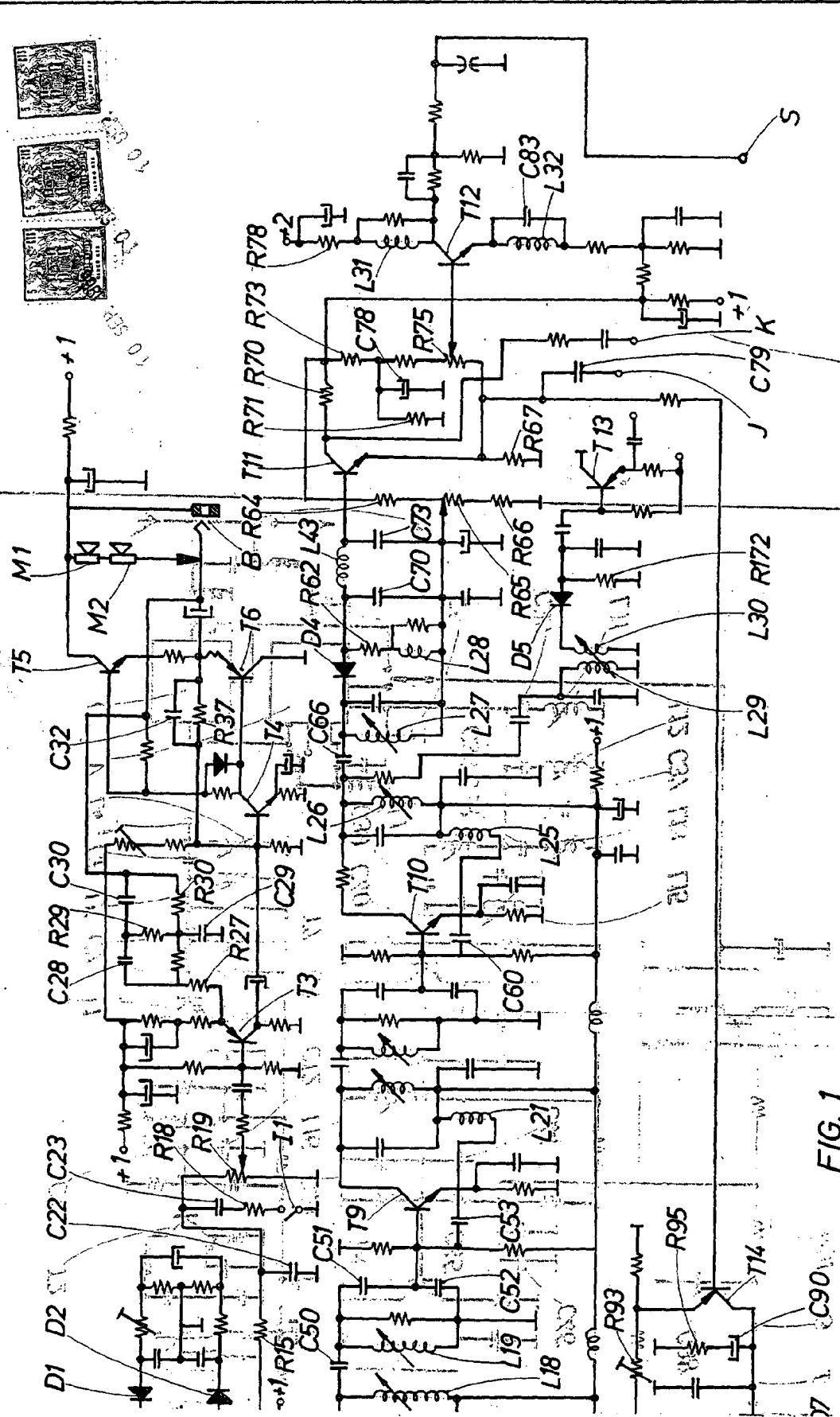
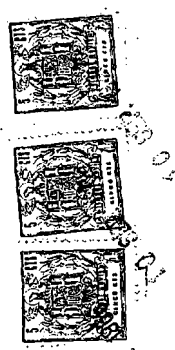


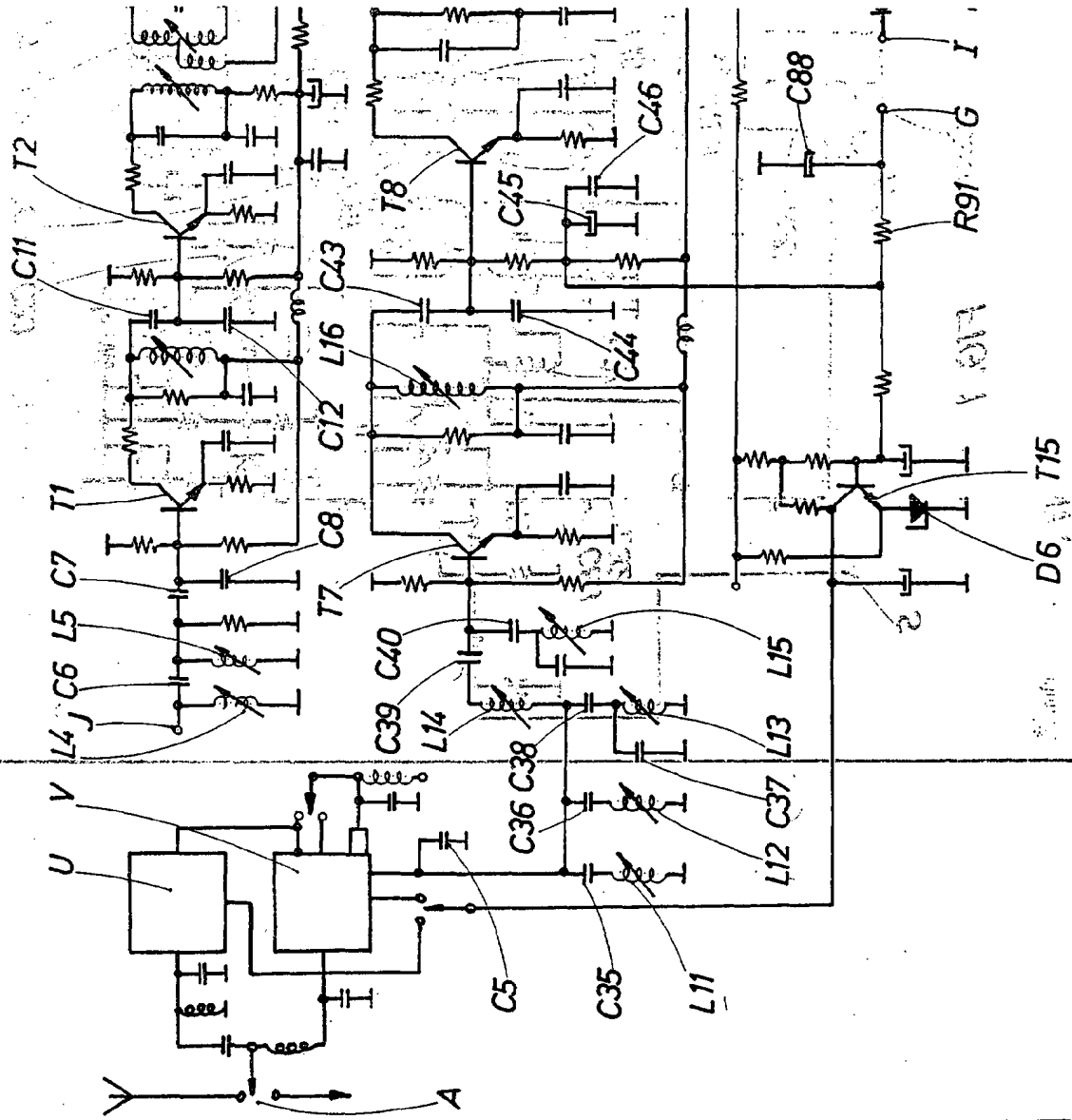
FIG. 1

BARCELONA  
 10 SEP. 1966  
*[Signature]*  
 P.a.

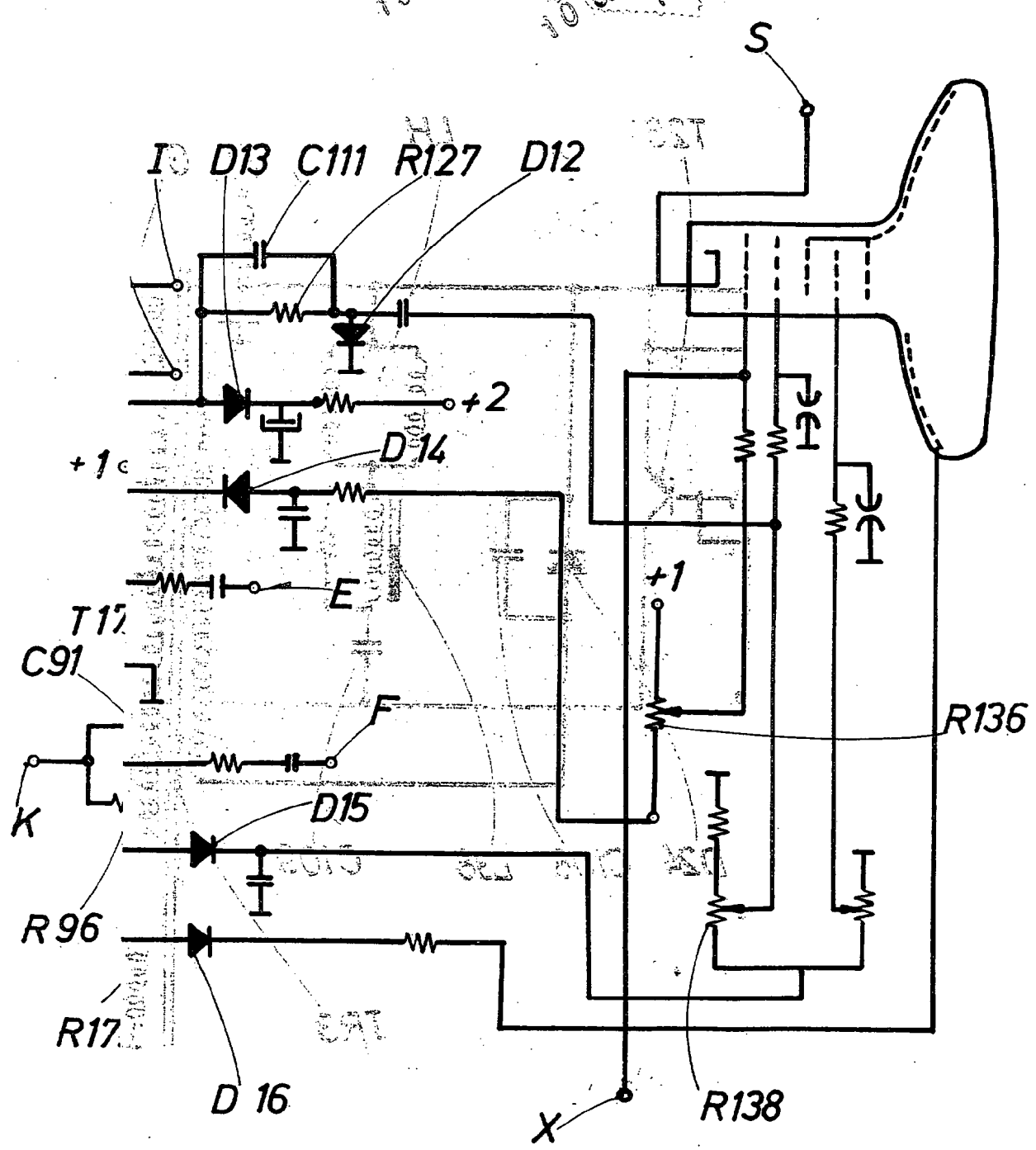
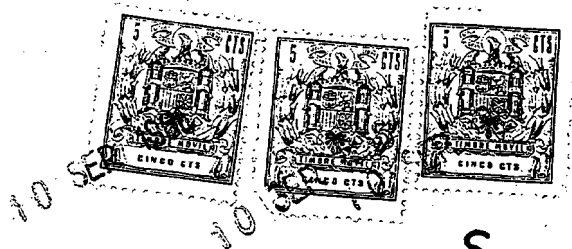
ESCORIAL

D. JAVIER MASVIDAL MONTOLIU

331300



ESCALA VARIABLE



BARCELONA  
p.a.

10 SEP. 1965



33 13 95 33 13 95 33 13 95

3 HOJAS. HOJA Nº 3

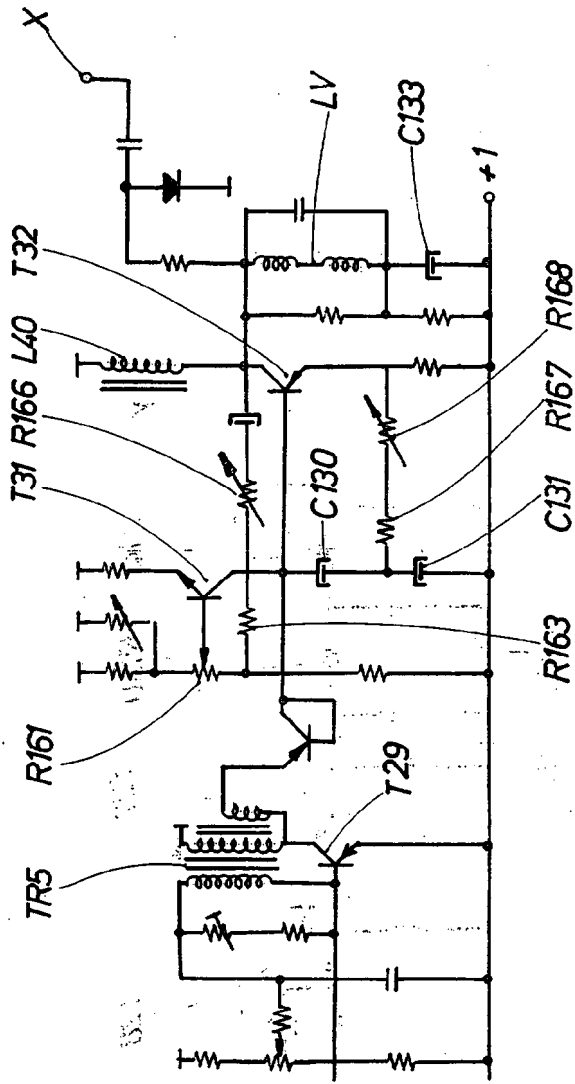
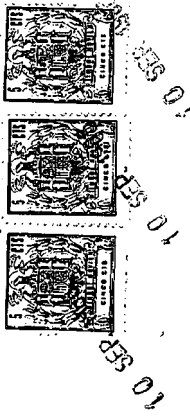
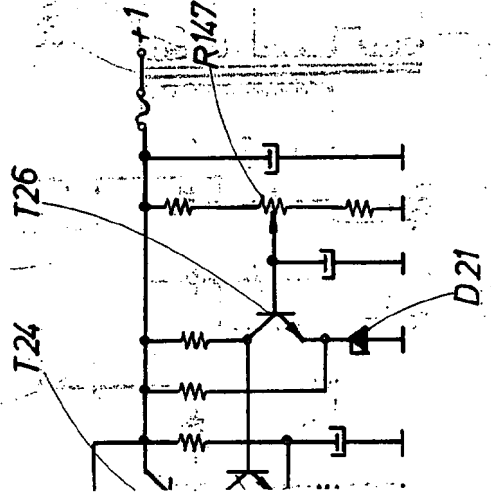


FIG. 4



BARCELONA 10 SEP. 1965  
P.a.

33 13 95 33 13 95 33 13 95

D. JAVIER MASVIDAL MONTOLIU FOLIA Nº 3

30 10 86

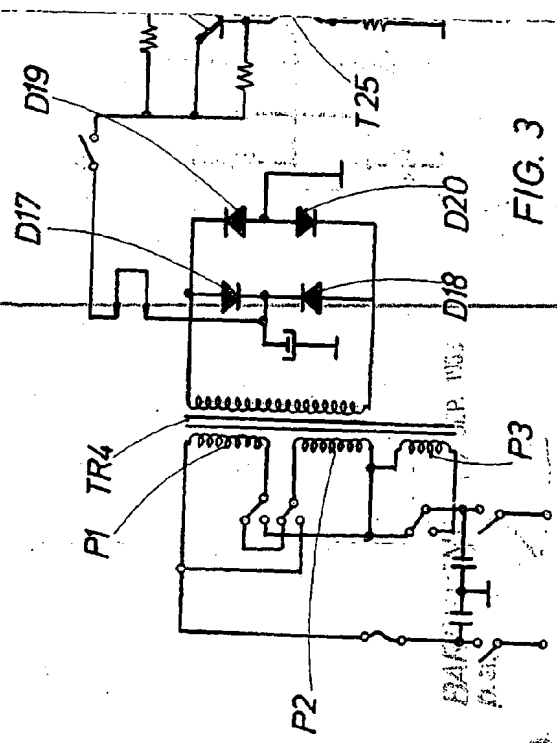
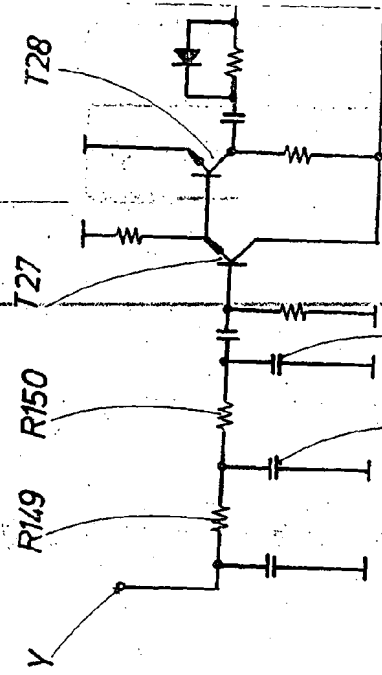


FIG. 3

ESCALA VARIABLE