

elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 30
noviembre 1982

200 Ptas.



módulo
capacímetro

tacómetro para aeromodelismo

ARTIST:
previo para guitarra

curso de BASIC (3.ª parte)

Medidas en corriente alterna	11-01
Las técnicas de medida al alcance de todos.	
Temporizador/cuenta-vueltas	11-04
Un jurado electrónico para la minipistas de carreras. ¡Se acabaron las discusiones para determinar el vencedor!	
ARTIST	11-07
Lo último en preamplificadores para guitarra. Con el Artist, alguna que otra hora de práctica, muchas relaciones públicas, una majestuosa cuenta corriente... y poca cosa más, seguro que se convierte en un monstruo sagrado de la guitarra. (¡Bueno, al menos eso es lo que dicen los entendidos!).	
Generador patrón	11-14
¿No está satisfecho de la calidad de sus grabaciones?... Hay medios para solucionarlo a golpe de cartera o talonario de cheques o con nuestro generador patrón.	
Módulo capacímetro	11-17
Dentro de nuestra campaña de «democratización» del instrumental de laboratorio, este mes les presentamos la segunda parte de nuestro programa: de cómo un «elector» (lector de Elektor, que no votante) puede construirse un módulo capacímetro conectable a cualquier frecuencímetro digital.	
Sandwich J. C.	11-20
Una nueva versión de emparedado en el recetario del Junior Computer .	
Curso de BASIC (3.ª parte)	11-21
¡Llegó la hora de empezar a programar! El estudio de un primer grupo de ocho comandos nos permitirá mantener nuestros primeros diálogos en este versátil lenguaje de alto nivel.	
Tacómetro para aeromodelismo	11-29
Aunque el aeromodelismo se inclina más hacia una vertiente mecánica que electrónica, también tiene su lugar reservado en Elektor. En esta ocasión presentamos un atractivo instrumento que facilitará al aficionado la elección de la hélice idónea para cualquier tipo de motor.	
Eolicón	11-32
Toda la ira del dios Eolo condensada en una simple placa de circuito impreso.	
Transistores	11-34
Características de los transistores de uso general y AF más comunes.	
El OTA ¿ser o no ser?	11-35
¿Qué sabe usted sobre los amplificadores operacionales de transconductancia? ¡Ahí va nuestra lección de electrónica moderna!	
Squelch automático	11-40
...O cómo neutralizar las avalanchas de ruido que inundan las secciones de audio de los receptores.	
El 13600: un nuevo OTA	11-43
¡De la teoría a la práctica!... de la mano de uno de los más modernos y versátiles amplificadores de transconductancia.	
Mercado	11-45
Indice de anunciantes	E-14

sumario

SUMMAR
SUMMA
SUM
SU



¡Al fin lo hemos conseguido!... Después de arduas jornadas de estrujar el cerebro y perseguir a los grupos más diestros en el arte de la guitarra, hemos puesto a punto un preamplificador para guitarra «con clase»: el ARTIST, un montaje que hará las delicias de los lectores/guitarristas.

Además de nuestros artículos habituales, incluimos dentro de la sección de mercado un «especial SONIMAG», con un resumen de las actividades más relevantes que se han desarrollado en el marco del salón.



elektor 30

año, 3, núm. 30

noviembre 1982

Redacción, Administración
y Suscripciones:

Edita:

Presidente:

Director:

Redactor jefe de la
edición internacional:Redactor jefe de la
edición española:

Cuerpo de redacción:

Colaboradores:

Publicidad:

Director administrativo:

Contabilidad:

Suscripciones:

Impresión:

Distribución España:

Distribución Venezuela:

Depósito legal: GU. 3-1980

ISSN 0211-397X

DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda

Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R. F. de Alemania

Elektor Publishers Ltd. Canterbury CT1 1PE, Kent, Inglaterra.

Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.

Elektor, Via dei Lavoratori, 125. 20092 Cinisello B, Italia.

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.

Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora.

La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

LISTA DE PRECIOS

Número sencillo: 200 ptas. Número doble: 400 ptas.

Números atrasados: Precio de portada

Colección 1980 (6 números): 1.120 ptas.

Colección 1981 (11 números): 2.125 ptas.

Suscripción por un año, España, Portugal, Gibraltar y Andorra

Correo de superficie: 2.000 ptas.

Suscripción por un año, extranjero

Correo de superficie: 2.800 ptas. Correo aéreo: 3.500 ptas.

La revista Elektor tiene carácter mensual, publicándose cada año 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.

CORRESPONDENCIA

Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT Consulta técnica

DR Director

CD Cambio de dirección

EPS Circuitos impresos

SC Servicio comercial

S Suscripciones

RA Revistas atrasadas

ESS Servicio de Software

P Publicidad

SLE Servicio Libros de Elektor

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante.

Copyright © 1982. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)

© 1982. Ediciones INGELEK, S. A. (Madrid, E)

Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

CONTROL DIFUSION



asociación española
de prensa técnica



Federación Internacional de la Prensa Periódica

claves

¿Qué es un TUN?

¿Qué es un 10 n?

¿Qué es el EPS?

¿Qué es el servicio CT?

¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica 741 se entiende que se hace referencia a: μ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CEO} máx.	20 V
I_C máx.	100 mA
h_{FE} mín.	100
P_{tot} máx.	100 mW
f_T mín.	100 MHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.

Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características:

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.

Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (-8, -9)

BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4), BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (-8, -9)

BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

Valores de resistencias
y condensadores

En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

p (pico)	= 10^{-12}
n (nano-)	= 10^{-9}
μ (micro-)	= 10^{-6}
m (mili-)	= 10^{-3}
k (kilo-)	= 10^3
M (mega-)	= 10^6
G (giga-)	= 10^9

Ejemplos:

- Valores de resistencia:

2k7 = 2700

470 = 470

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.

- Valores de capacidades:

4p7 = 4,7 pF = 0,00000000047F

10 = 0,01 μ F = 10^{-8} F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida

Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de, al menos, 20 K Ω /V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna

Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

"U" en vez de "V"

Se emplea el símbolo internacional "U" para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo "V", que se reserva para indicar voltios.

Ejemplo: se emplea $U_b = 10$ V, en vez de $V_b = 10$ V.

Servicios ELEKTOR
para los lectores

Circuitos impresos:

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:

Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

medidas en corriente alterna

las técnicas de medida al alcance de todos

Cuando se prueba un circuito suele ser muy difícil saber con exactitud lo que ha de medirse. Con un voltímetro digital resulta bastante sencilla la medida de las tensiones de corriente continua. ¿Pero qué sucede con las tensiones de corriente alterna? Se ha de decidir, entonces, lo que se tiene que medir: valores de pico, medios o eficaces. Ello depende de cuál de las tres alternativas proporciona una indicación fiable de si el circuito está funcionando adecuadamente o si no es así. A renglón seguido se nos planteará otra interrogante: ¿qué se está visualizando realmente por el instrumento de medida?... A dar respuesta a esta pregunta está destinado el presente artículo.

Los equipos electrónicos de medida y de prueba pueden plantear numerosos problemas. Antes de abordar la forma de resolverlos, vamos a examinar algunos ejemplos de situaciones reales que es probable que nos encontremos.

En la figura 1 se ilustra tres formas diferentes de cómo evaluar una forma de onda de corriente alterna. La amplitud de pico U_{pp} corresponde al 100% de la amplitud en la mitad positiva o negativa de la forma de onda. El valor eficaz U_{rms} es aproximadamente un 71% de la amplitud y el valor medio U es sólo el 64% del valor máximo. Estos porcentajes pueden parecer bastante extraños, pero ello se debe a que determinados fenómenos físicos desempeñan un papel importante en la electrónica y no se trata de una simple correlación aritmética.

La relación matemática entre los tres valores que caracterizan a la tensión sinusoidal puede expresarse por la fórmula siguiente:

$$U_{rms} = U_{ef} = \frac{U_{pp}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2,2} \bar{U}$$

Las fórmulas pueden variar de forma para proporcionar los valores adecuados. Dejamos al lector la iniciativa para deducir cuantas fórmulas derivadas considere necesarias para sus cálculos.

No es nuestra intención profundizar aquí en las características físicas de los diversos instrumentos de medida. Basta con saber que un aparato de bobina, o de cuadro, móvil (es decir, uno sin imán permanente) indica la media aritmética de una forma de onda de c.a., mientras que un instrumento de hierro móvil visualiza un valor eficaz.

Para estudiar los principios en que se basan estas aseveraciones, es recomendable acudir a obras especializadas en esta materia. Un voltímetro digital también puede utilizarse para medir una tensión alterna, a condición de que vaya precedido por un rectificador en la etapa de entrada.

Y, de nuevo, nos encontramos ante el mismo problema antes planteado, pues tanto los instrumentos de bobina móvil como los voltímetros digitales precisan de un rectificador. Aunque los polímetros suelen llevar incorporado un rectificador de valor medio (o de valor de cresta) para medir la magnitud correspondiente, no es menos cierto que la escala del medidor real está calibrada para los valores eficaces de una onda sinusoidal. Este hecho ha de tenerse presente cuando se midan otras formas de onda pues, de no ser así, podrían obtenerse resultados bastante confusos. Una cosa está clara: los rectificadores desempeñan un importante papel en los aparatos de medida y es conveniente llegar a saber por qué es así, antes de seguir adelante.

Por otra parte, ha de destacarse el hecho de que un instrumento de hierro móvil está concebido para medir el valor eficaz de las tensiones alternas, pero que, habida cuenta de sus pérdidas en vacío, con su baja impedancia interna, este dispositivo se utiliza exclusivamente en la tecnología de corrientes elevadas.

Rectificador-detector

En la figura 2a se muestra un rectificador-detector de pico. Si se cumple la condición $R_2 \gg R_1$, aparecerá en los bornes del condensador C_1 los niveles de tensión ilustrados en la figura 2b. R_2 puede ser la entrada de alta impedancia de un instrumento sensible de bobina móvil, de un amplificador de medida de corriente continua o la de un voltímetro digital. El flanco de subida del semiciclo positivo permitirá la carga del condensador hasta el nivel de tensión de cresta. Cuando la tensión comience a descender, el condensador sólo podrá descargarse muy lentamente a través de R_2 . La pérdida de carga se compensa en el curso del semiciclo positivo siguiente. Así se obtiene la tensión estabilizada $U_{=}$ de c.c. que, de hecho, es la tensión realmente medida. Si $U = 10$ V, se tiene que $U_{\approx} 10V \cdot \sqrt{2} = 14,1$ V. Teniendo presente que en este tipo de medidas lo que más nos interesa es el valor eficaz de las tensiones sinusoidales, la escala del instrumento se marcará con la indicación de «10 V» (tensión eficaz) en el lugar en que se detenga la aguja cuando se haya aplicado una tensión estabilizada de 14,1 V.

Este tipo de rectificador se comporta muy bien en presencia de señales no sinusoidales. Los valores máximos de estas señales también se restituyen con fidelidad. Sólo se tendrán errores de indicación cuando tensiones perturbadoras se superpongan a las señales útiles. Entonces, se hace imposible determinar el «verdadero» valor de la tensión, su valor eficaz. Las discrepancias más importantes se producen si las tensiones de c.a. se generan con tensiones alternas cuyos valores máximos varíen de un semiciclo a otro y que luego se superpongan con una tensión continua estabilizada. Hay que saber que los instrumentos de medida de valo-

res de cresta suelen utilizarse en la técnica de audio para medir la intensidad de la señal para los niveles de grabación y para efectuar medidas de ruido y de tensiones parásitas en aparatos que trabajan en baja frecuencia.

En la figura 3 se muestra el esquema de un *rectificador-detector de valor medio*. La corriente que circula a través del instrumento de medida es, en este caso, proporcional al valor real de la señal que es objeto de medida. Debido a las características mecánicas del instrumento de medida, los distintos valores se integran y el resultado que se visualiza es el valor medio. Como ya se observó en la figura 1, el valor medio de una señal sinusoidal es sólo el 10% inferior al valor eficaz (9/10 de su magnitud). De nuevo, la escala del instrumento de medida está calibrada para valores eficaces.

Este rectificador-detector de valor medio da una respuesta bastante precisa a una señal de onda cuadrada. Cuando la tasa de impulsos de esta señal (ciclo de trabajo) es del 50%, el instrumento indica un 11% en exceso del valor verdadero. Naturalmente, el lector versado en esta materia puntualizará el hecho de que cuando dicho ciclo era de 1:1, coincidían los valores de cresta, medios y eficaces. ¿A qué se debe, pues, que el instrumento proporcione una sobreestimación del 11%? La respuesta a esta pregunta es porque la escala se ha calibrado para indicar los valores eficaces de las tensiones sinusoidales y, por esta razón, los valores dados son demasiado elevados.

Como resumen, podemos indicar que los instrumentos de medida de valores medios se utilizan de modo universal por cuanto que proporcionan lecturas de valores eficaces bastante exactas, incluso cuando las señales sinusoidales están distorsionadas (con un porcentaje de armónicos de hasta el 10%). Un ejemplo bastante ilustrativo es el del vúmetro que controla la modulación de señal en las grabadoras de cassettes y pletinas de cinta.

Medida de un valor eficaz

Cualquiera que sea la forma de una señal, el valor de la tensión que produce en los bornes de una resistencia una cantidad de calor igual a la producida por una tensión continua del mismo valor, en un intervalo de tiempo predeterminado y haciendo caso omiso de la forma de onda, se define como el *valor eficaz* de dicha tensión alterna.

En la figura 4 se ilustra la relación existente entre los valores eficaz y de cresta de una señal sinusoidal, con respecto a la potencia utilizada. Todos los valores de la curva «u» se elevan al cuadrado, con lo que serán positivos todos los valores de la nueva curva «u²». Puesto que la potencia se expresa por la fórmula $P = U^2/R$, la media cuadrática (raíz cuadrada de la media de los cuadrados) U_{rms} se obtendrá con la fórmula:

$$U_{rms}^2 = U_{pp}^2/2$$

lo que confirma el anterior supuesto de que $U_{rms} = U_{pp}/\sqrt{2}$ (para tensiones sinusoidales). Esta relación también podrían ilustrarse por medio de integrales complicadas y espectaculares, pero no nos seduce la idea de complicar la vida a nuestros lectores.

1

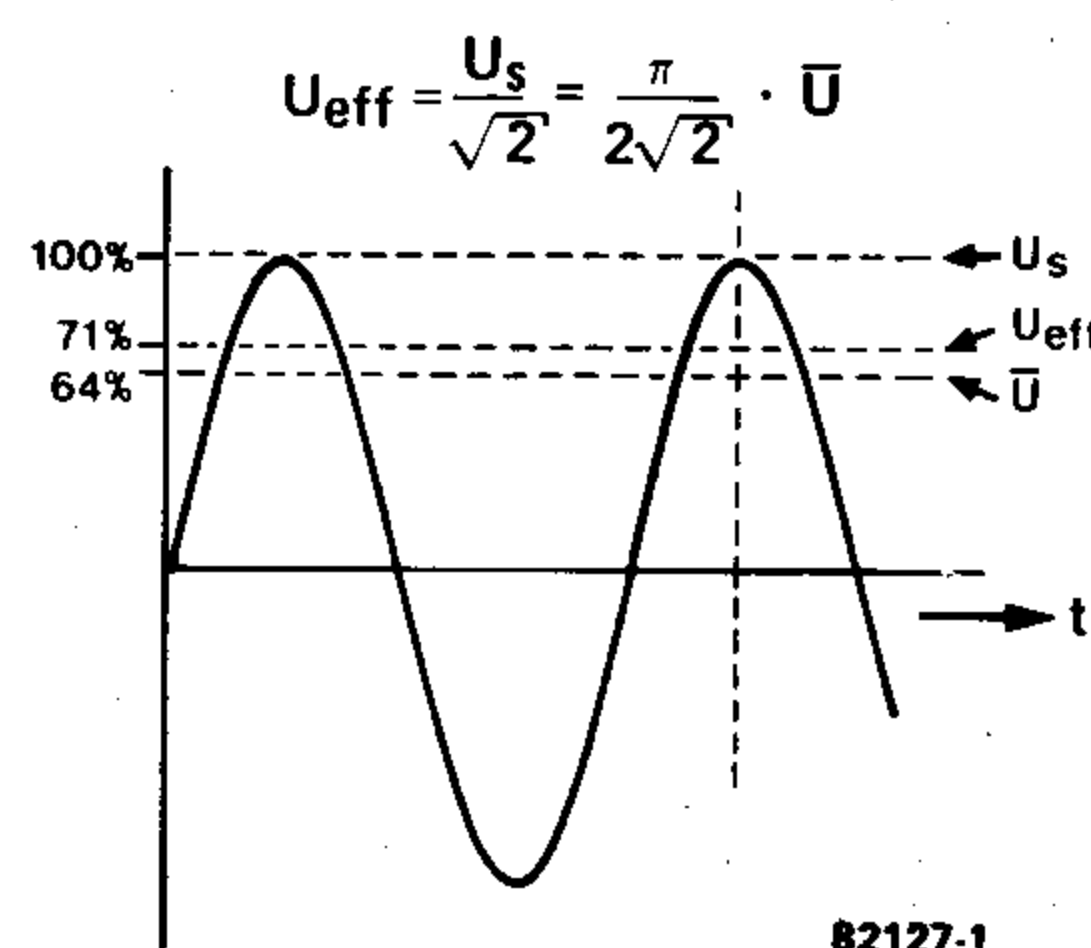


Figura 1. Relación entre el valor de cresta (U_{pp}), el valor eficaz (U_{rms}) y el valor medio (U) de una tensión sinusoidal.

2a

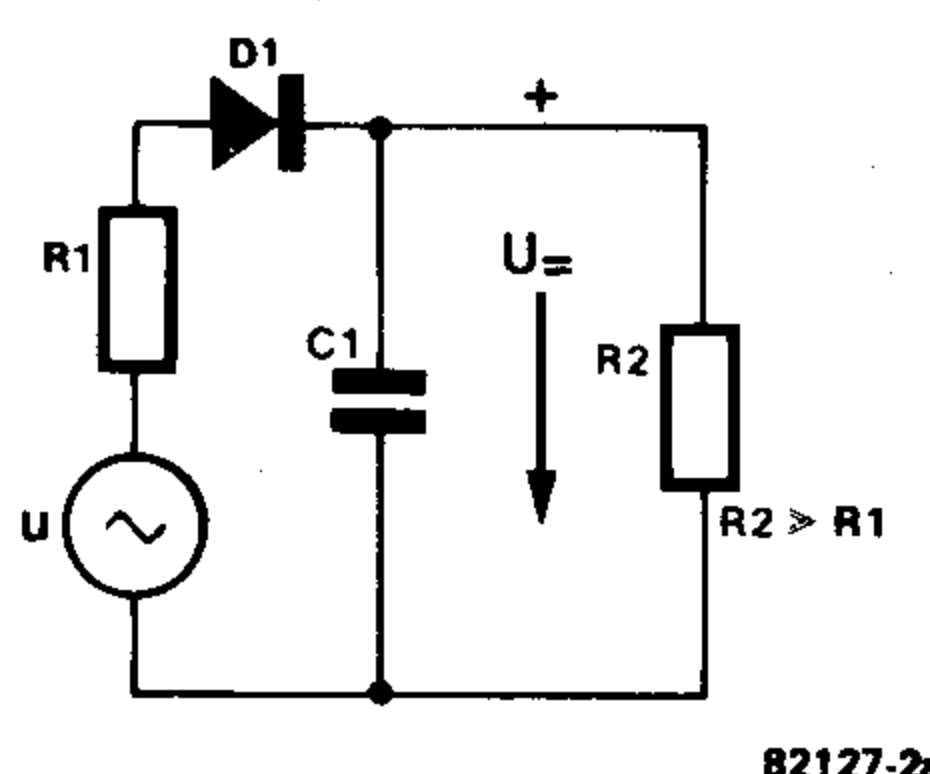


Figura 2a. En principio, un rectificador de respuesta de cresta está constituido por un diodo y un condensador. Es necesario que R_2 sea mucho más grande que R_1 .

2b

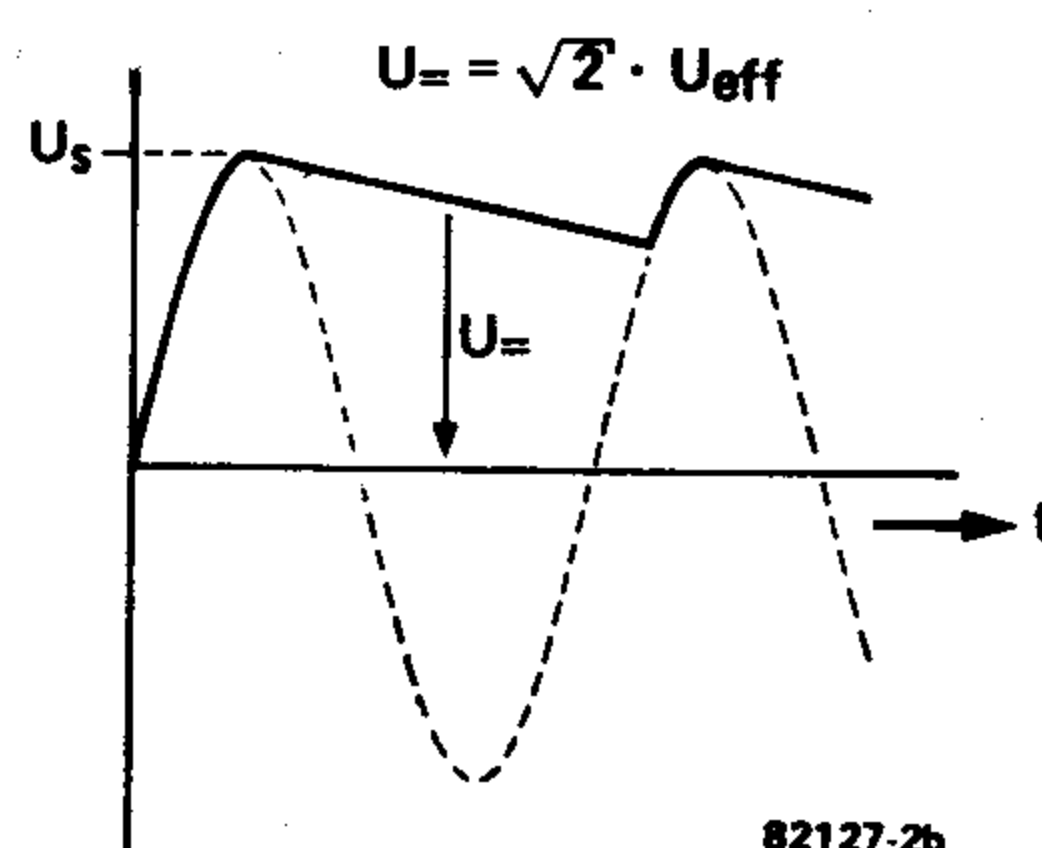


Figura 2b. El condensador se carga durante el semiciclo positivo y conserva su carga incluso cuando ya no se aplica la tensión.

La interrogante que se nos plantea es cómo obtener el verdadero valor eficaz en una escala, cualquiera que sea la forma de onda de la señal de entrada. Como ya hemos indicado, un instrumento de medida de hierro móvil no es adecuado en este caso, pues sus pérdidas internas son elevadas. Dicho de otro modo, se le ha de suministrar una potencia relativamente grande, incluso antes de que comience a indicar cualquier magnitud. Ello supone un inconveniente importante para quien no suele trabajar con magnitudes del orden del kV, kW, kVA o kA, por lo que es mejor que se olviden, de momento, del instrumento de medida de hierro móvil. El método matemático para medir los valores eficaces es muy complicado, siendo interesante el hecho de que actualmente se disponga de circuitos integrados especializados para esta función. En primer lugar, se eleva al cuadrado la señal y luego, una red R-C actúa como

3

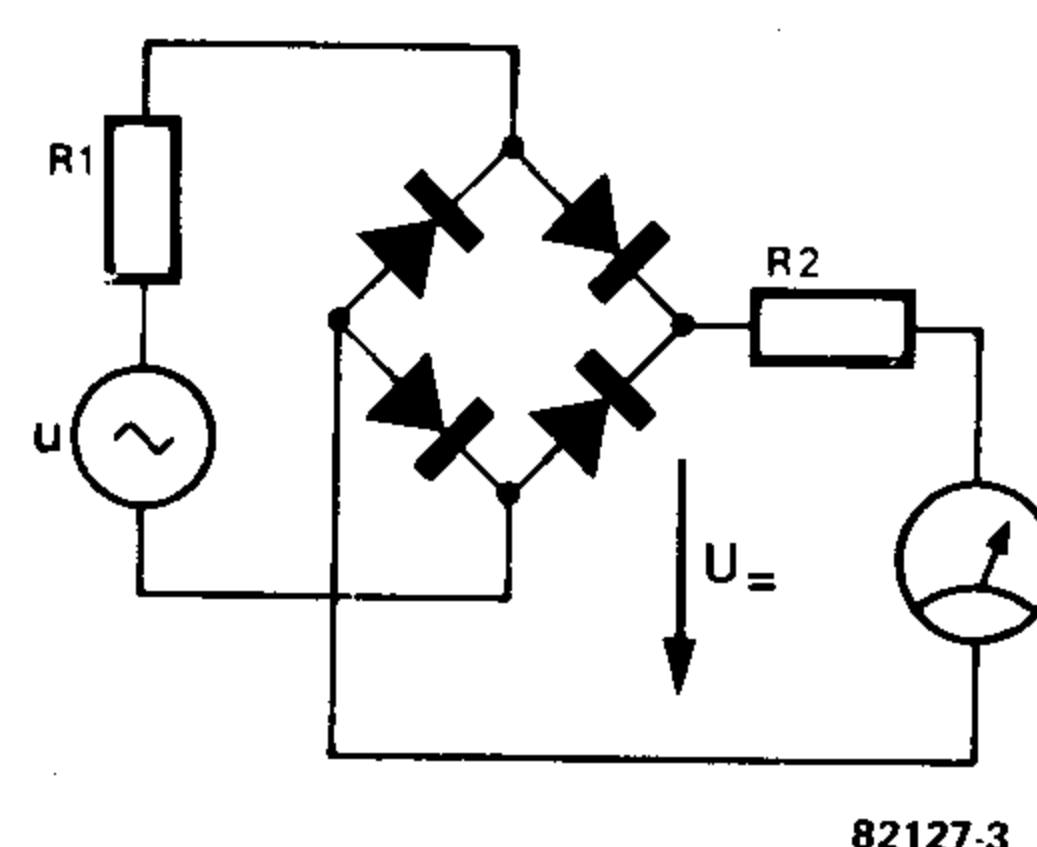


Figura 3. Un rectificador-detector de valor medio está constituido básicamente por un puente de diodos. Las características mecánicas de un instrumento de cuadro móvil hacen que la tensión que se aplica sufra una integración.

4

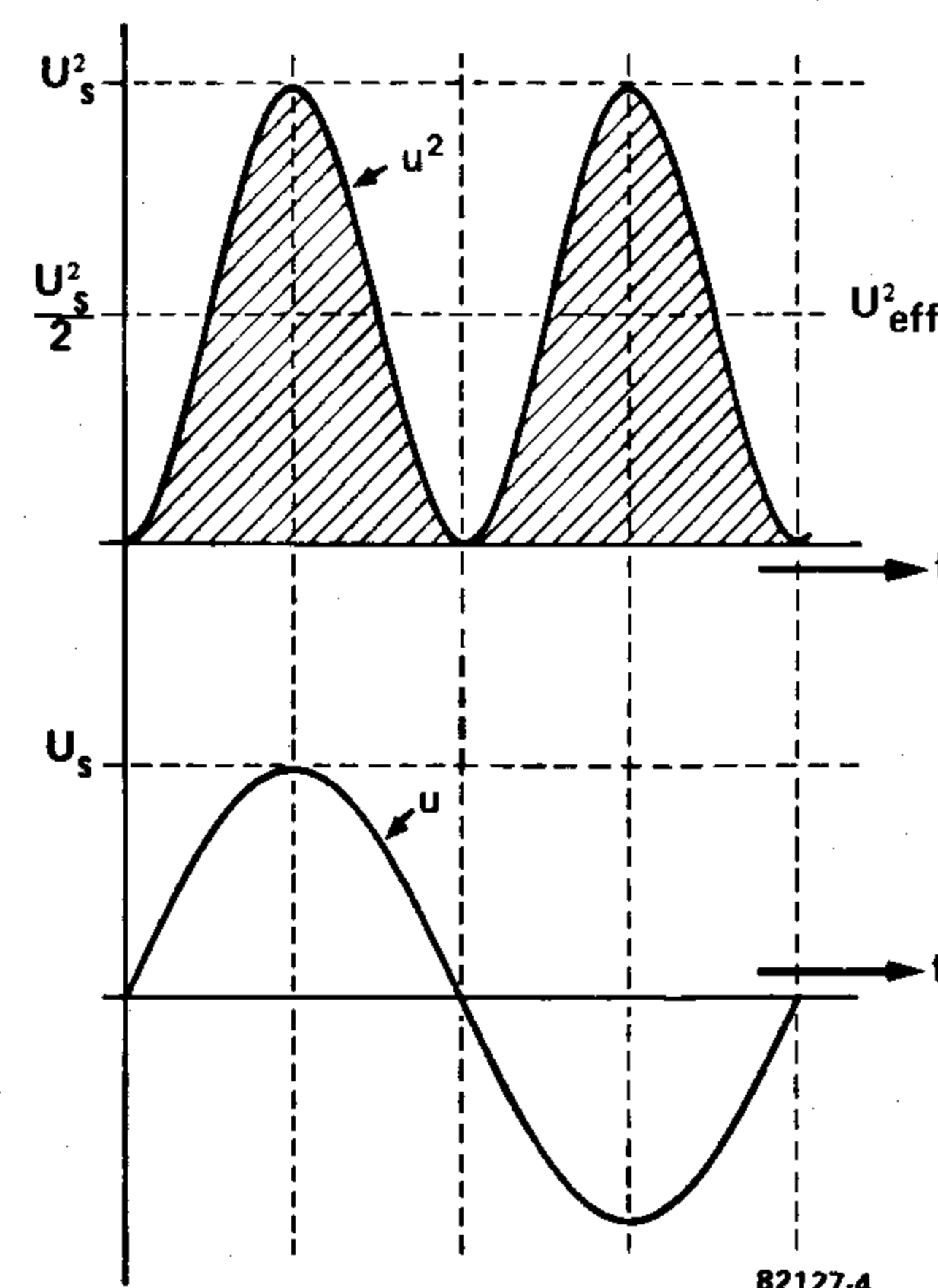
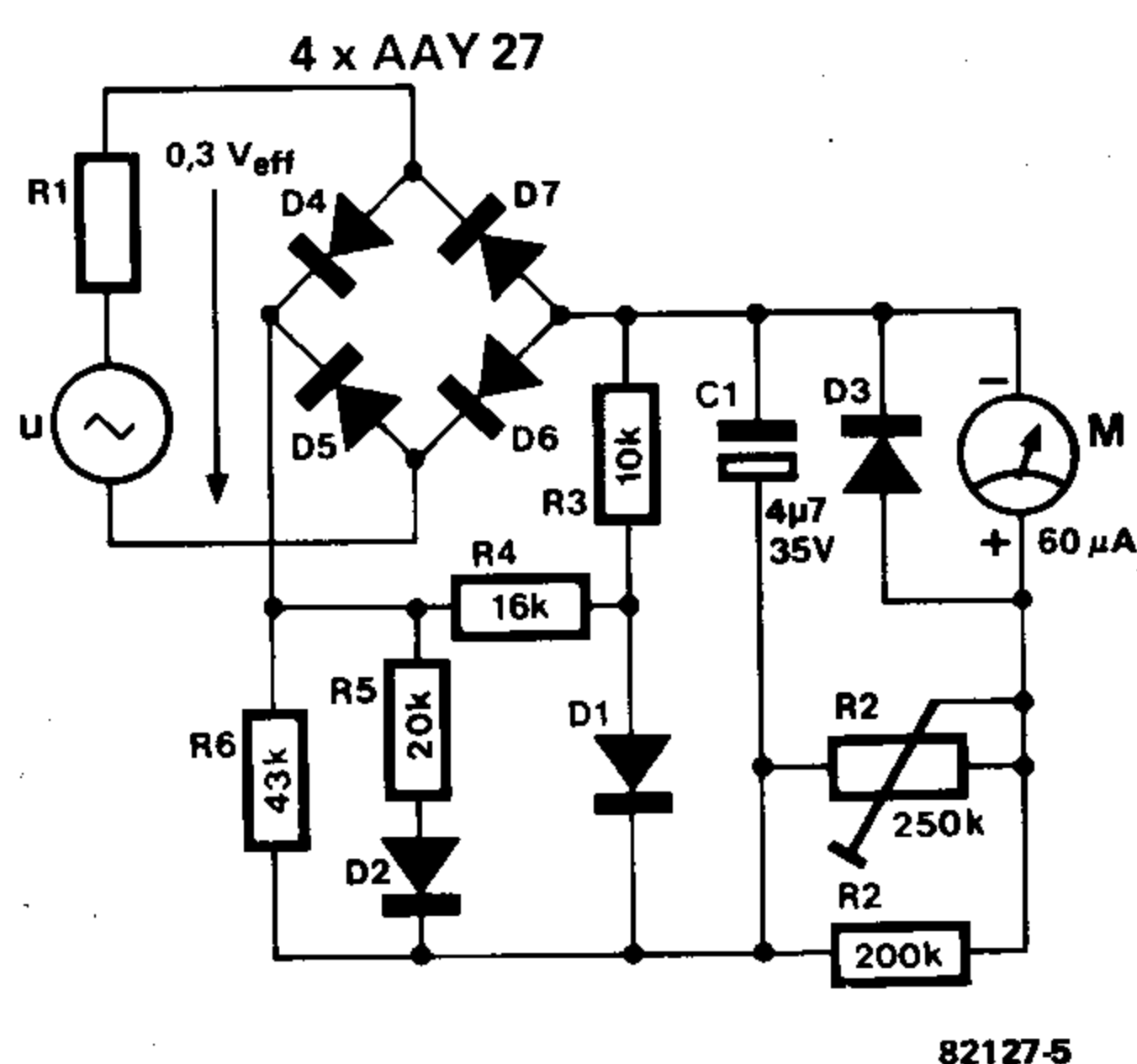


Figura 4. El valor eficaz se define por la potencia que produce en una resistencia ($P = U^2/R$) lo que nos permite establecer, con la ayuda de esta gráfica, la relación que existe entre U_{rms}^2 y U_{pp}^2 . El resultado es: $U_{rms} = U_{pp}/\sqrt{2}$.

un integrador, con lo que se obtiene el valor medio. Finalmente, un dispositivo especial extrae la raíz cuadrada del valor medio, proporcionando a la salida el valor eficaz de la señal. En la práctica, el proceso difiere algo del que acabamos de exponer. Con el fin de conseguir un margen dinámico lo más amplio posible, la señal elevada al cuadrado se divide por la señal de salida a la entrada, con lo que se omite el dispositivo extractor de raíces a la salida. La división se hace por medios logarítmicos para permitir que se detecten también pequeños niveles de señal. Con toda honestidad, el proceso total es bastante complicado y se precisaría un gran espacio para su explicación y por ello preferimos dejarlo de momento.

Un método alternativo se basa en el principio físico que fundamenta el concepto de valor eficaz y consiste en medir el calentamiento de un filamento con la ayuda de un

5



D1 = BA 127
D2 = AAY 27
D3 = BA 127

Figura 5. Un rectificador de respuesta cuasi-eficaz. La red de diodo/resistencia «modela» el comportamiento del rectificador, de modo que el instrumento de medida indique el valor eficaz dentro de los límites de sus tolerancias.

6

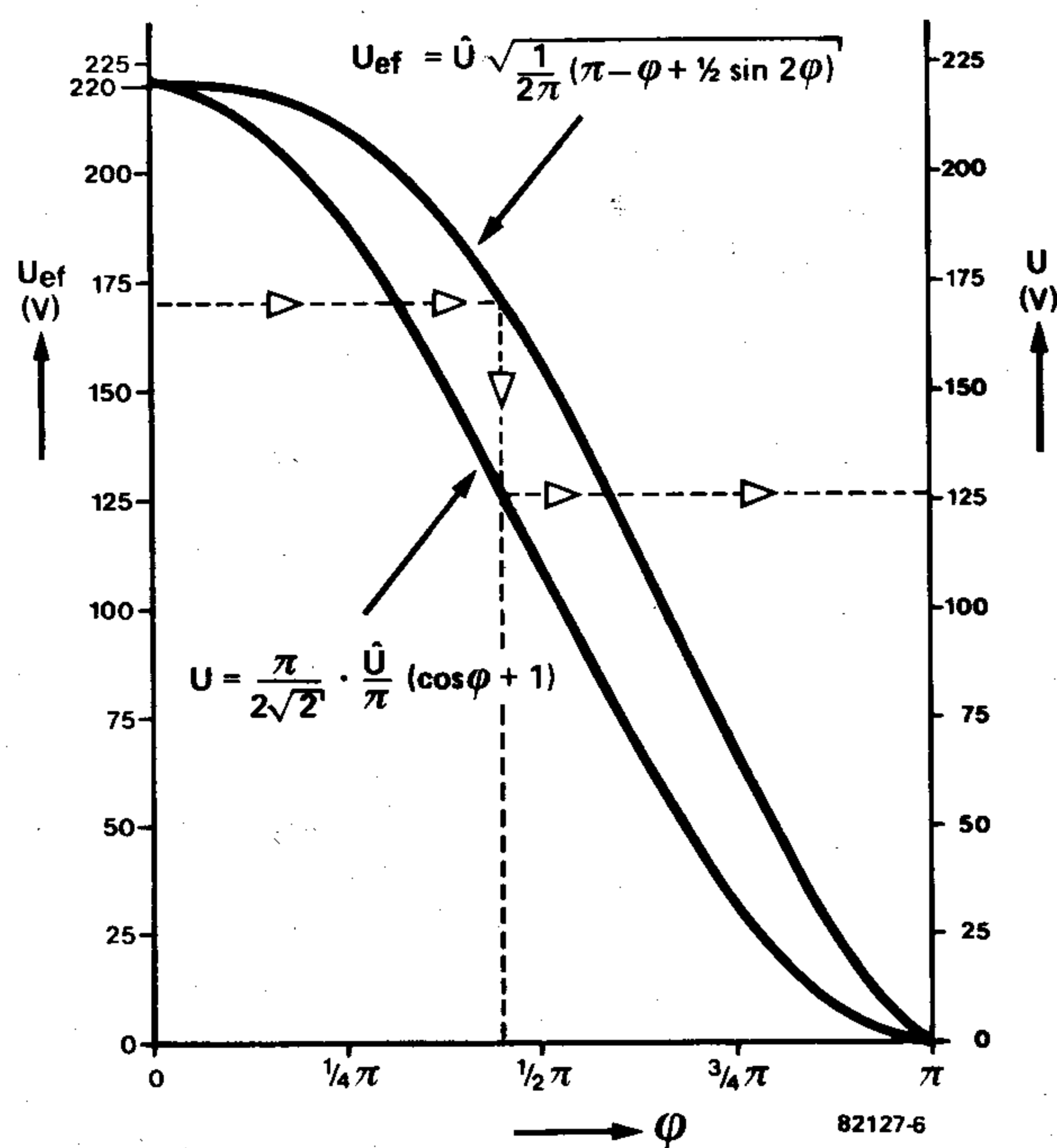


Figura 6. Diagrama que permite la determinación del valor correcto que ha de leerse, para una tensión eficaz dada, en un montaje que produzca un cambio en el ángulo de corte de fase (un regulador de la intensidad luminosa, por ejemplo).

termopar. Pero nadie ignora que es algo delicado medir las microtensiones producidas por un termopar. En consecuencia, podemos llegar al diagnóstico de que este método es completamente inadecuado para el electrónico aficionado. Y no hay ninguna terapia para subsanar este problema.

Medida de un valor cuasi-eficaz

Una medida del valor cuasi-eficaz constituye una solución de compromiso tanto desde

el punto de vista de la fiabilidad como del precio. Para que esta solución no sea demasiado negativa, no debemos contentarnos con transformar el rectificador de valor medio de la figura 3 en un integrador en forma de una red R-C, pues ello supone un pequeño aumento de los gastos. Como alternativa, es preferible establecer unos parámetros algo más elevados. En la figura 5 se muestra un rectificador-detector de valores cuasi-eficaces de este tipo.

Es evidente que no sirve si se pretende conseguir los procedimientos de medida de precisión utilizados en las matemáticas y en la física, pero el comportamiento de un recti-

ficador «real» (representado por su curva) se imita tan efectivamente por la red constituida por los diodos D1 y D2 y las resistencias R3 a R6, que la desviación de la lectura se mantiene dentro del margen de tolerancia admisible para los equipos de medida de valores eficaces. Este tipo de circuito es adecuado, sobre todo, para la medida del porcentaje de la distorsión y para el cálculo de los niveles de potencia. Los instrumentos de medida de valores eficaces se utilizan también para otros fines, como se verá a continuación.

Medida de tensiones en convertidores estáticos de corriente

Afortunadamente, es posible realizar medidas de valores eficaces sin emplear el método anterior. En efecto, se puede modificar el valor de la medida multiplicando por un factor de corrección y obtener, de este modo, el valor eficaz verdadero. Para ello es preciso conocer el tipo de rectificador utilizado en el polímetro correspondiente. Hemos constatado que, en la mayor parte de los casos, estaba implicado un rectificador de valor medio y, en consecuencia, la escala ya estaba calibrada para la lectura de valores eficaces, lo que significa, dicho de otro modo, que se multiplicó previamente por un factor de 1,11 (con plena validez sólo para ondas sinusoidales).

Ya hemos tratado de la relación existente entre el valor de pico, el valor medio y el valor eficaz. Sin embargo, si se desea medir las tensiones en convertidores estáticos, el cambio de la forma de onda dará lugar a que se produzcan errores dignos de consideración. Ello se debe a que no se ha tenido en cuenta el ángulo de desplazamiento de fase. El resultado de la medida del valor eficaz depende, en efecto, de dicho ángulo según la fórmula siguiente:

$$U_{rms} = U_{pp} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \varphi + 1/2 \sin 2\varphi)}$$

La fórmula para calcular el valor medio parece ser un poco más simple. Si se le multiplica por el factor de corrección, del que ya hemos hablado con anterioridad ($\pi/2\sqrt{2}$), obtendremos el valor realmente visualizado (U_m):

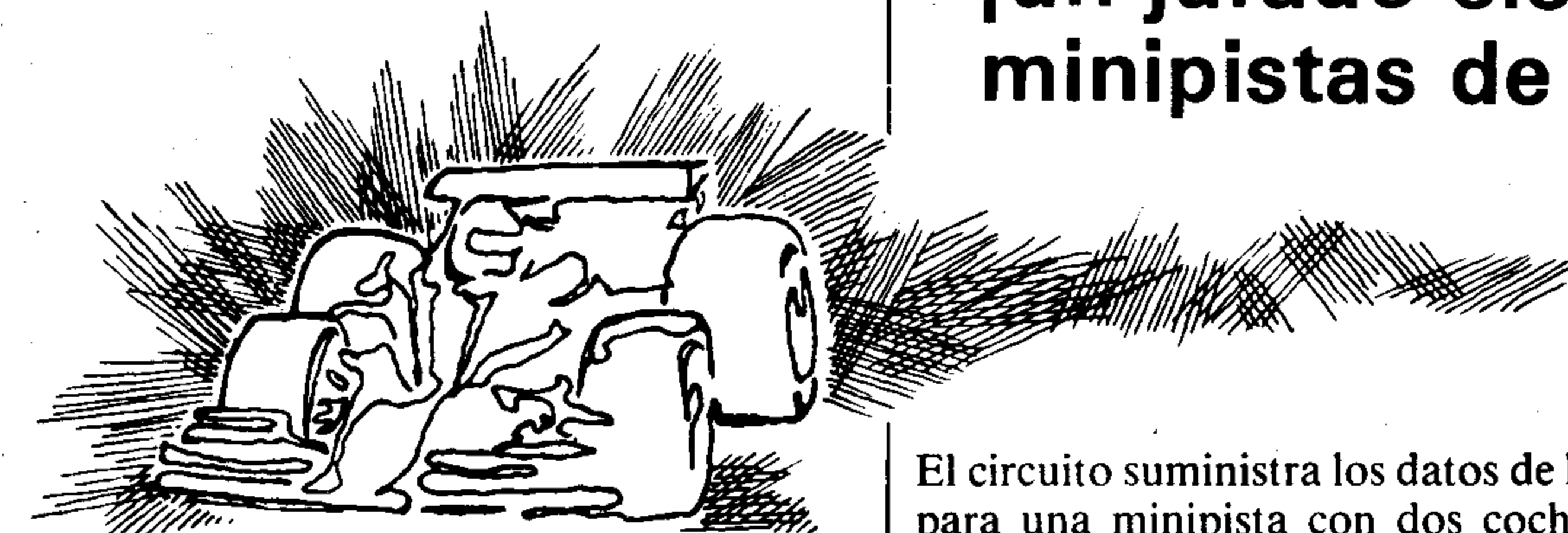
$$U_m = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{pp}}{\pi} (\cos \varphi + 1)$$

Ahora es posible llevar a un diagrama las curvas, correspondientes a las dos fórmulas anteriormente indicadas, en relación con el ángulo de desplazamiento de fase. Este diagrama servirá al constructor para calcular la lectura requerida para un valor eficaz determinado. Si, por ejemplo, ha de medirse la tensión en un regulador de intensidad luminosa y su valor debe ser de 170 V_{rms}, el ángulo de fase en la curva de U_{rms} será de 81°. En este valor, la perpendicular correspondiente corta a la curva de las tensiones medidas, U_m , en el punto correspondiente a un valor de 126 V. Si éste es el valor que se puede leer en el instrumento, el valor eficaz real es, entonces, de 170 V.

Sólo nos resta decir que somos conscientes de que este artículo sobre las técnicas de medida puede resultar algo árido; no obstante si se ha molestado en llegar hasta el final en su lectura, algunas cosas les parecerán más claras a partir de ahora.

temporizador cuenta-vueltas

¡un jurado electrónico para las minipistas de carreras!



Para los entusiastas del scalextric, jóvenes y menos jóvenes, presentamos este dispositivo de temporización y contaje de vueltas que hará más real su minipista de carreras y subsanará más de una discusión en la competición de sus «bóolidos».

El circuito suministra los datos de la carrera para una minipista con dos coches. Cada coche tiene a su disposición medios de cronometraje y de cuentavueltas. El número de vueltas en la carrera se establece antes de la misma y el cronómetro comienza a funcionar cuando se inicia la carrera. Cada vez que un coche pasa por la línea de meta, una vuelta se resta del contador. Cuando un coche completa el número requerido de vueltas, se detendrá el cronómetro con lo que podrá conocerse el tiempo invertido en la carrera. Asimismo, se desconectará la alimentación de la pista cuando la carrera haya terminado.

Diagrama de bloques

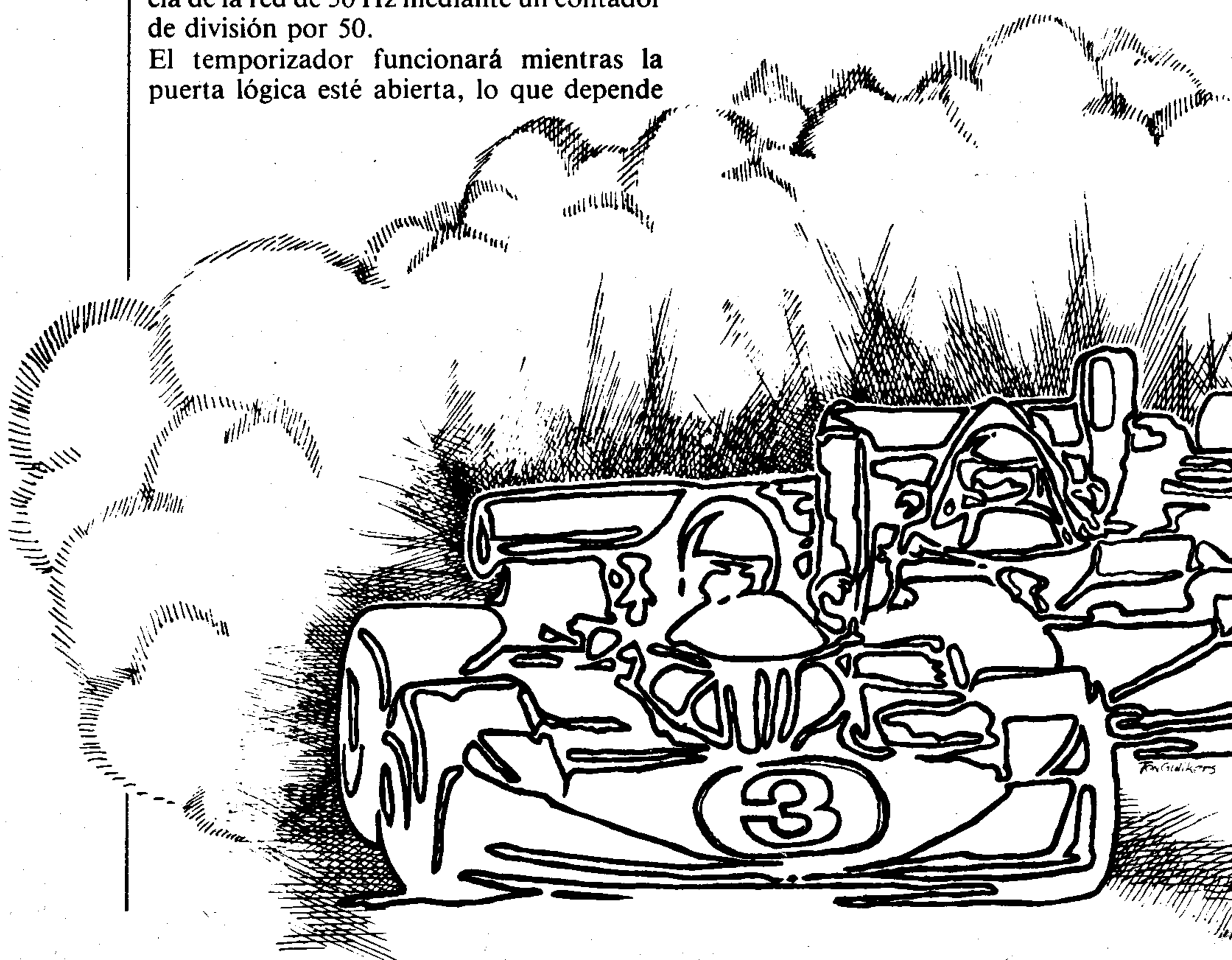
El diagrama de bloques de este dispositivo aparece en la figura 1. Al pulsar el botón «start» se pondrá a cero el temporizador. La entrada de reloj dispone de una onda cuadrada con una frecuencia exacta de 1 Hz. Esta frecuencia se deriva de la frecuencia de la red de 50 Hz mediante un contador de división por 50.

El temporizador funcionará mientras la puerta lógica esté abierta, lo que depende

de ambos contadores de vueltas. Estos últimos se preajustan al número de vueltas de la carrera, al mismo tiempo que se repone el temporizador. Cada vez que un coche cruza la línea de meta un impulso de conteo se envía al contador correspondiente y al final de la carrera, el contador indicará cero. La señal de salida del contador pasará, entonces a nivel lógico cero, con lo que se parará el temporizador y, a través de un amplificador separador, se activará un relé que interrumpirá la fuente de alimentación a la pista.

El esquema del circuito

El temporizador en el esquema circuital de la figura 2 está constituido por cuatro divisores de décadas IC2 ... IC6, los cuales contienen también decodificadores/excitadores para los displays de siete segmentos. El contador de décadas IC3 está dispuesto como un divisor por seis. Por consiguiente,



LD1 y LD2 visualizarán segundos y LD3 y LD4 visualizarán minutos. Obsérvese que los displays no tienen resistencias limitadoras de corriente (con la excepción de las resistencias R5 y R6), lo que se debe a que no son necesarias habida cuenta de que los propios circuitos integrados realizan la excitación de segmentos. Los ceros a la izquierda se suprimen enlazando las conexiones de RB1 y RB0.

La señal de 1 Hz la proporciona IC1, que actúa de divisor por 50 con el empleo de N2 y de N3. La señal de 50 Hz se deriva del devanado secundario del transformador. El transistor T1 convierte la señal en una onda cuadrada.

Los contadores de vueltas

Los integrados 4029 se utilizan para los dos contadores de vueltas idénticos; IC9 e IC10 para el primero y IC13 e IC14 para el segundo. Estos contadores son preajustables y pueden funcionar tanto en sentido creciente como decreciente. El preajuste se realiza mediante los dos conmutadores de 10 posiciones, S3 y S4. Los valores binarios acceden las entradas de los contadores después de haber sido decodificados por una matriz de diodos. Un impulso positivo en las entradas 'preset enable' (que se genera al pulsar el botón «arranque») hace el resto. A diferencia con los contadores de tiempo, el 4029 no tiene excitadores de siete segmentos incorporados. Por lo tanto, deben utilizarse resistencias limitadoras de corriente (R16 ... R43) con IC11/IC12 y IC15/IC16.

La señal de 'cero', en el diagrama de bloques de la figura 1, se deriva de la salida de acarreo 'carry out' (CO) de los contadores de decenas. Esta será cero tan pronto como el contador de vueltas alcance el cero, en el supuesto de que el 4029 se ponga en 'count down' (contaje descendente). Am-

1

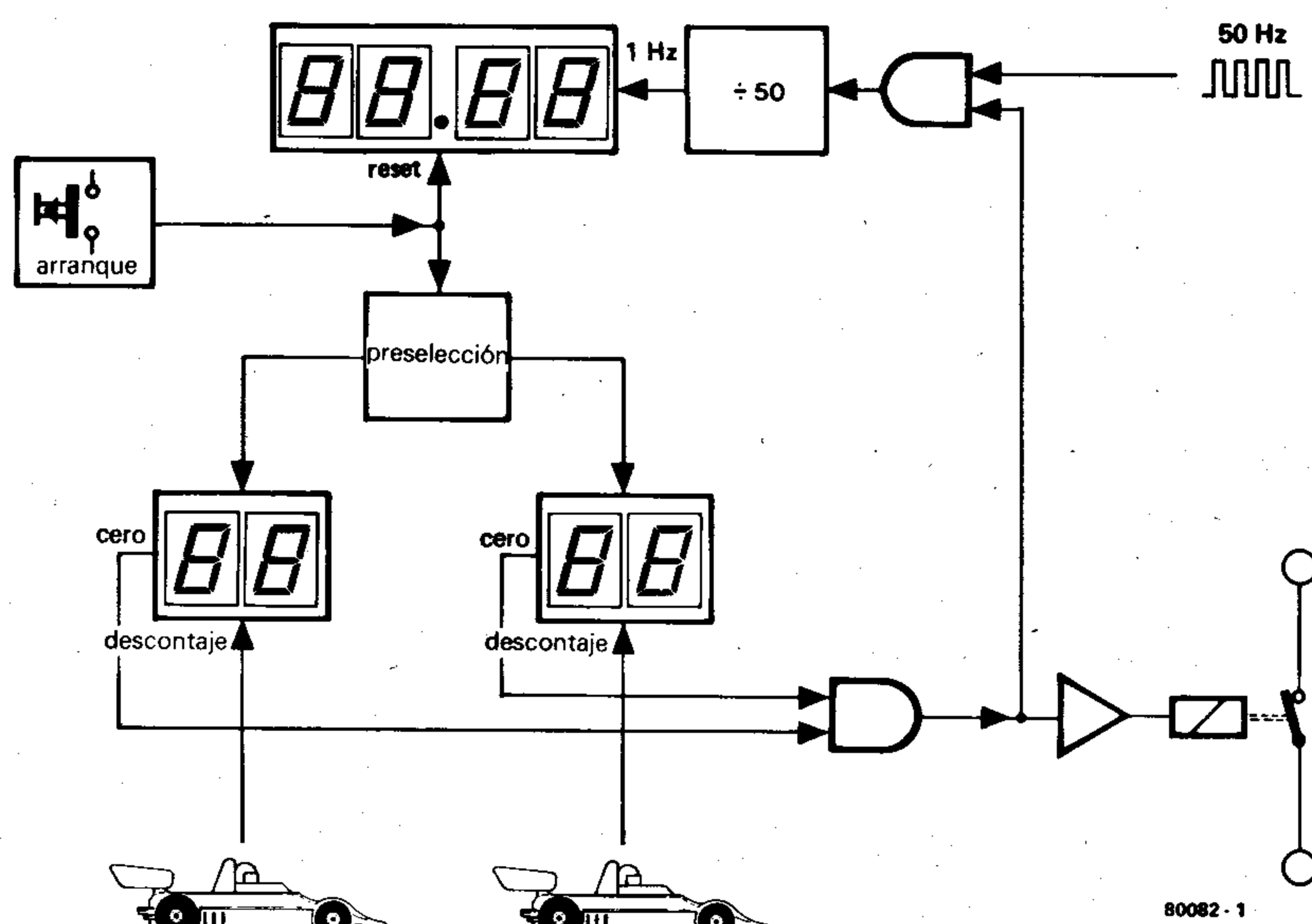


Figura 1. Diagrama de bloques del contador de vueltas. Al pulsar el botón de puesta en marcha se pondrá a cero el temporizador y se preajustarán los contadores de vueltas al número requerido de vueltas en la carrera.

bas señales CO controlan la puerta N1 del temporizador, a través de N11 y de N12. Por consiguiente, el temporizador se para en el instante en que el contador de vueltas llegue a cero.

Los impulsos de reloj para los contadores de vueltas proceden de la línea de meta de la pista de carreras. El paso de un coche se detecta ópticamente por los dos fototransistores para cada coche, que están instalados en la pista. La existencia de dos fototransistores asegura que un impulso de con-

taje solamente pasará al contador de vueltas cuando el coche cruce la línea de meta en el sentido correcto. Sólo se genera un impulso cuando T2 primero y T3 después se activan. Ello se realiza por medio del circuito constituido sobre la base del flip-flop tipo D, FF1. Los fototransistores de la pista de la izquierda son T2 y T3. Normalmente, la entrada D, así como la entrada de reloj, debe ser alta para activar el flip-flop. Cuando se cubre T2, la entrada D adquiere temporalmente el nivel lógico 0. Sin embargo, la señal de reposición ('reset') pasa también a un nivel lógico «1» y en consecuencia, se efectúa la reposición del flip-flop. Al cubrirse T3 se produce un impulso de reloj y vuelve a ponerse en 'set' el flip-flop de forma inmediata. Ello da lugar a un impulso negativo corto en la salida Q de FF1, siempre que el coche cruce la línea de meta en el sentido correcto. Ello no se producirá cuando el coche la cruce en el sentido opuesto, puesto que habrá un impulso en la entrada de reloj mientras que la entrada D seguirá estando a nivel lógico «1».

El impulso de contaje procedente de la salida Q de FF1 sólo llegará al contador de vueltas, si FF3 está a «1». Esto permite un «arranque volante» para la carrera puesto que no se cuenta la primera vez que los coches cruzan la línea de meta y solamente comienza a funcionar el reloj marcador de tiempos. La carrera concluye cuando uno de los contadores de vueltas llega a cero. La salida de la puerta N11 se hace de nivel lógico «0» y, a través de las puertas N12 y N1, parará el temporizador. Asimismo, las señales procedentes de los fototransistores son objeto de inhibición y el relé se activa a través de los transistores T6 y T7. El relé conecta la alimentación a la pista cuando está en «off» e interrumpe la conexión cuando está en «on». De esta forma, la pista puede seguir utilizándose cuando no está funcionando el contador de vueltas.

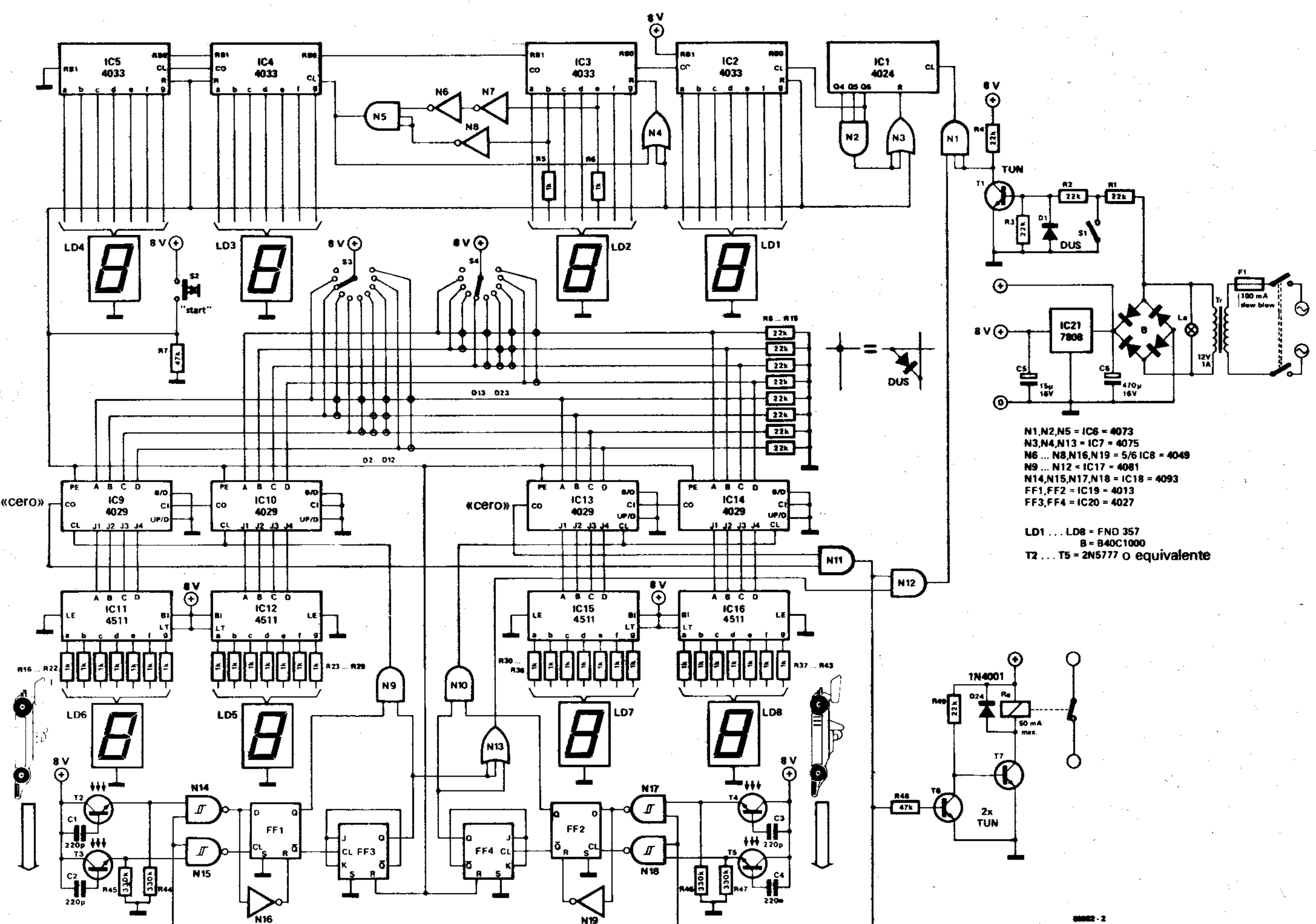
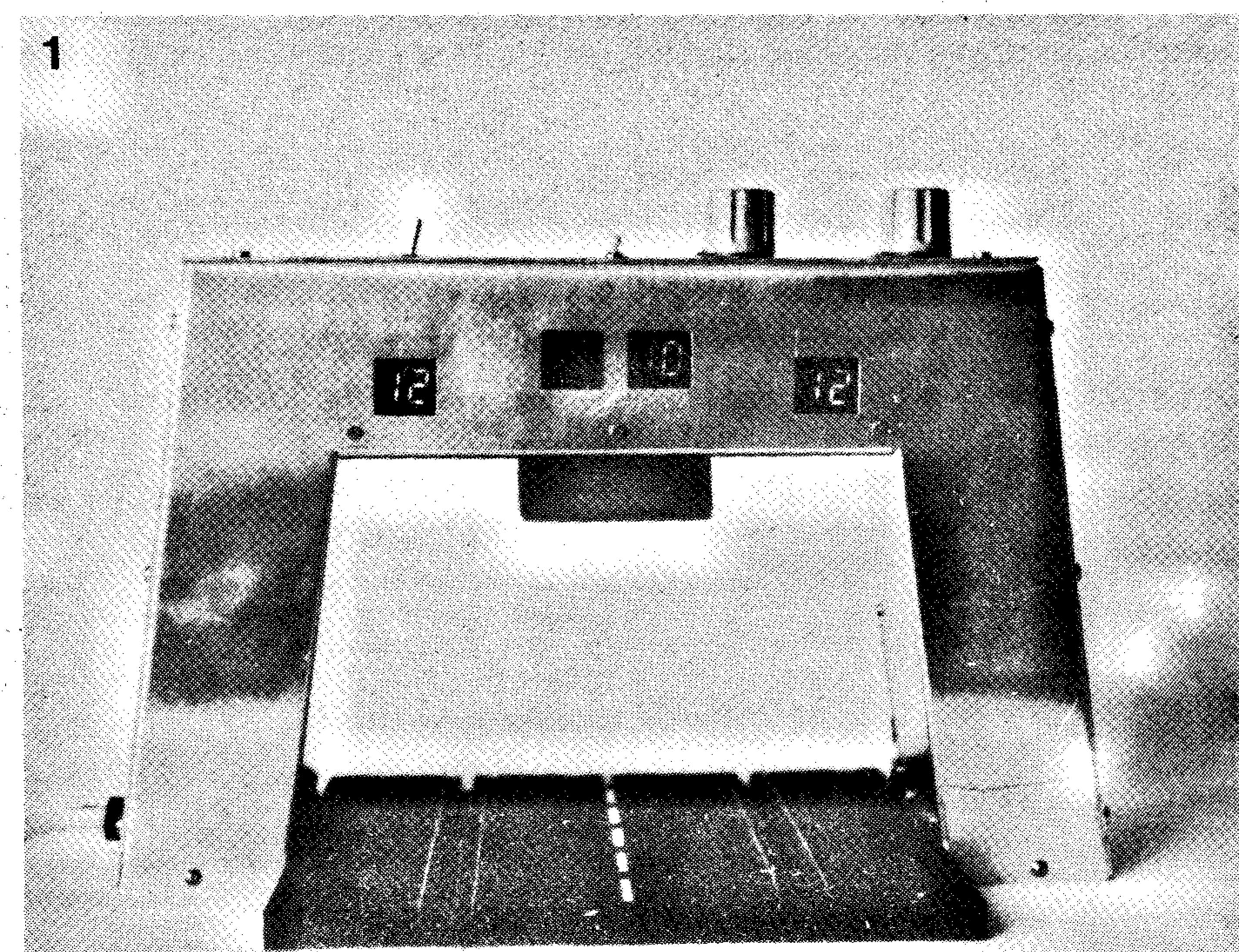


Figura 2. Esquema circuital completo del contador de vueltas. IC2...IC4 son contadores de décadas con decodificadores/excitadores de siete segmentos incorporados.



Fotografía 1. La fotografía ilustra un método de construcción del contador de vueltas.

Construcción

Es conveniente construir el contador de vueltas en una especie de puente como el que se indica en la fotografía 1, con lo que se evitará el riesgo de arrastrar cables de conexión por todas partes. Los fototransistores están instalados en, o debajo de, la superficie de la pista a una distancia aproximada de un centímetro de los conductores de corriente. Deben situarse ligeramente por debajo del nivel de la superficie, de modo que estén protegidos de la luz ambiente. Dos fototransistores correspondientes deben colocarse con una separación de unos 4 cm. Los cuatro fototransistores se iluminan desde arriba con una lámpara de 12 V y de 2,2 W (La en el diagrama de la figura 2), aunque se pueden emplear dos lámparas si se considera más adecuado. Los condensadores de 220 pF (C1 ... C4) han de soldarse directamente en los cables de conexión de los fototransistores.

No es recomendable poner la línea de meta en una curva, pues ello puede dar lugar a patinazos de los coches y a la transmisión de un impulso al contador equivocado... ¡su contrario le estará agradecido, pero usted nunca llegará a ser campeón del mundo!

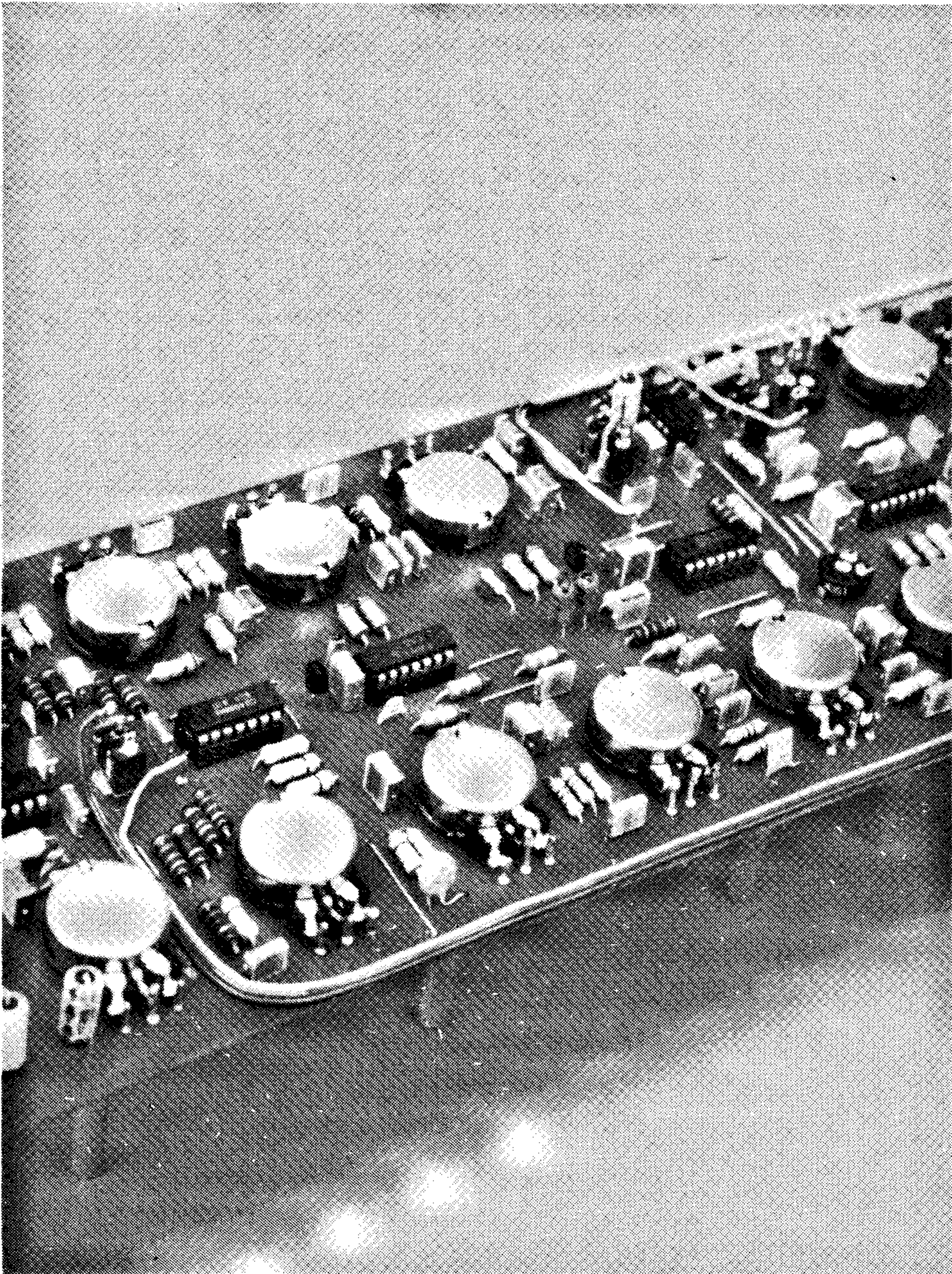
ARTIST

Un versátil preamplificador para guitarra eléctrica

En los principios de la epopeya de la música rock/pop, el público se extasiaba (y tal vez aún lo haga) ante los monstruos sagrados de la guitarra eléctrica, cuya leyenda exigía que tuvieran a su disposición un soberbio ingeniero electrónico, para compartirlo en exclusiva ellos y su guitarra ¡Un corredor automovilista tiene «sus» mecánicos! ¿Por qué el músico no va a tener «sus» técnicos? El hecho es, señores guitarristas, que por mucho que lo intentemos, Elektor no puede convertirles en monstruos sagrados, de ahí que, como solución de recambio, les propongamos el «Artist»... o lo que es lo mismo, un método para convertirle a Vd. mismo en su propio técnico.

Para hacerse una idea global de este preamplificador, puede echar una ojeada al diseño de panel frontal que aparece en la figura 4. En el mismo observamos la presencia de dos canales, con dos entradas cada uno (uno para los niveles débiles y la otra para los niveles elevados), y con dos circuitos de ajuste de tonalidad diferenciados. En un caso se trata de un ajuste paramétrico a tres potenciómetros (graves, medios y agudos) y, en el otro, de un ecualizador gráfico a cinco potenciómetros seguido de un circuito de fuzz conmutable, cuya señal de salida es mezclada con la señal directa por medio de un potenciómetro independiente. Cabe observar aún que ambos canales pueden ser invertidos actuando sobre un conmutador al efecto. Con ello abrimos la posibilidad de pasar directamente de un «sonido de solista» (por ejemplo, canal I) a un «sonido de acompañamiento» (canal II) sin tener que intervenir en las conexiones entre el instrumento y el preamplificador. Al igual que todas las restantes conmutaciones, ésta se efectúa sin ruido (sin el habitual «cloc») y eventualmente por medio de un pedal. Ambos canales pueden atacar, separadamente o juntos, al circuito de reverberación, cuya señal de salida puede, a su vez,

ser mezclada con la señal directa. Todas las conmutaciones se realizan con tensiones continuas, con lo que se eliminan esos lamentables «cracs» que entregan los altavoces. **El circuito** Empecemos ya con el análisis de los entresijos del «Artist». En el esquema completo de la figura 1, observamos la presencia de interruptores analógicos CMOS que, sin merma de calidad en absoluto, mantienen el coste económico del circuito dentro de unos límites razonables. Las entradas Ba5...Ba8 están dotadas de las resistencias R1 y R2, R39 y R40 y atacan a las entradas no inversoras de A1 y A3 con un nivel típico de 7,5 mV, cualquiera que sea la entrada utilizada: «High» con 40 mV o «Low» con sólo 10 mV. Los dos amplificadores operacionales de bajo ruido «hinchán» la señal amplificándola con una ganancia igual a 22, asegurándole una muy alta inmunidad al ruido. Con sus 170 mV, la señal es ahora lo suficientemente potente como para ser conmutada por medio de los interruptores analógicos ES1...ES4. El interruptor S4 garantiza el control de estos interruptores integrados, actuando en



1

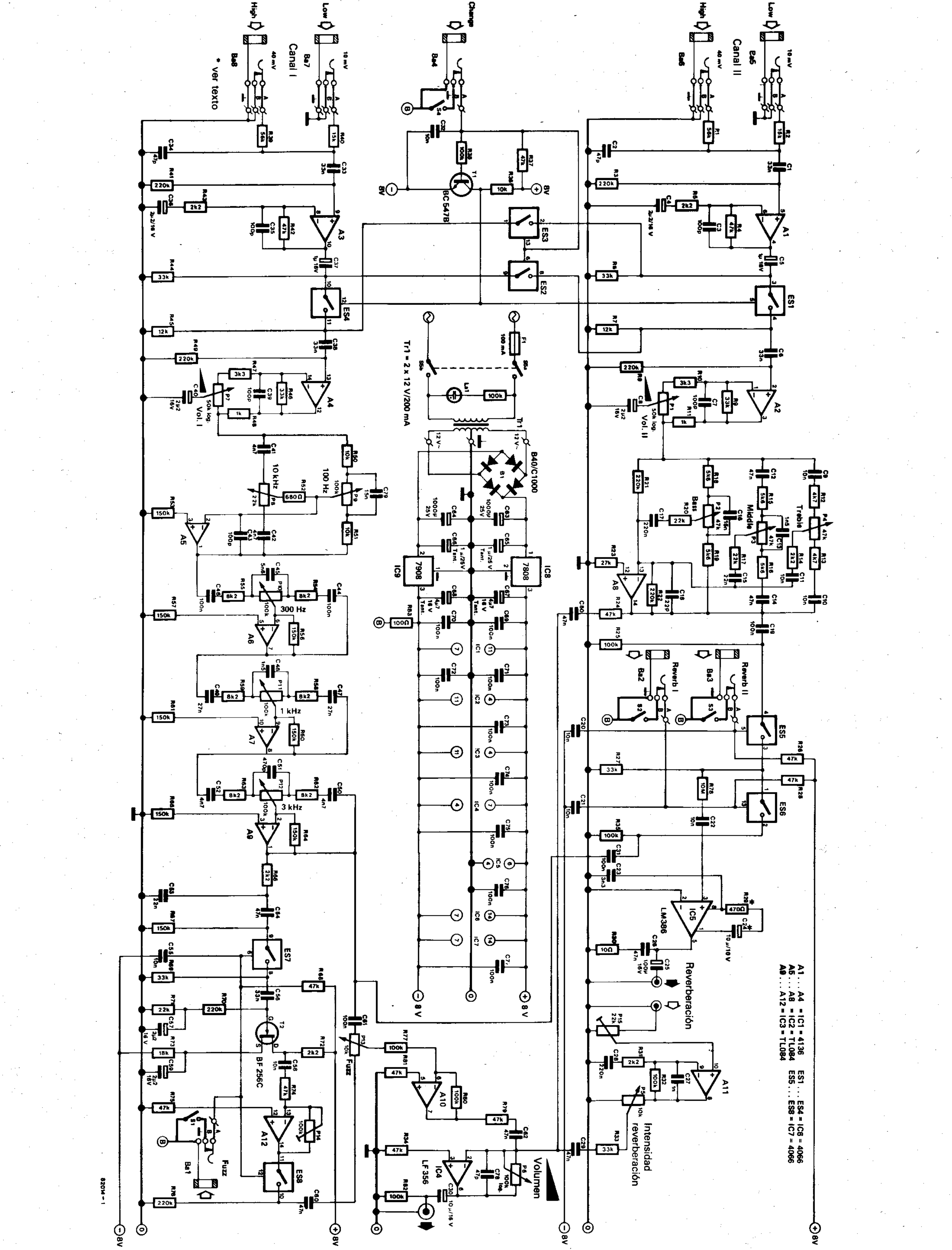


Figura 1. Esquema completo del preamplificador para guitarra eléctrica de Elektor: el Artist. Las conexiones en trazo grueso hay que realizarlas por medio de cableado.

efecto como órgano de control. La conmutación propiamente dicha la realiza el doble conmutador constituido por ES1...ES4. Tal como se observa en la zona izquierda de la figura 1, el interruptor S4 puede ser sustituido por un pedal conectado a la toma de entrada Ba4. En definitiva, observamos que la señal atraviesa únicamente órganos electrónicos y no mecánicos; este principio se ha aplicado al conjunto del circuito, al igual que se ha adoptado un desacoplo sistemático de todos los potenciales continuos que podrían dar origen a los inoportunos «clocs» que es necesario prescribir de todo preamplificador que se precie. En este orden, cada interruptor integrado está precedido y/o seguido de un condensador. Por otra parte, estos mismos interruptores electrónicos tienen su entrada y salida conectadas a masa a través de una resistencia, con el fin de llevar la tensión alterna de la señal a un potencial nulo, situado en el centro de la diferencia de potencial extrema de las líneas de alimentación. Con este potencial, los interruptores CMOS funcionan con una distorsión mínima y con una óptima separación de canales.

Gracias a A2 y A4, los potenciómetros P1 y P7 permiten un ajuste de volumen independiente para cada canal. En el canal II, situado en la zona superior de la figura 1 —aunque en la franja inferior de la carátula representada en la figura 4—, se encuentra, detrás de A2, un ajuste de tonalidad de tipo Baxandall, construido en torno a A8. Sobre esta zona del circuito no cabe añadir ningún comentario particular.

En el otro canal nos encontramos, detrás de A4, con otro Baxandall, con P8 para el ajuste de los agudos y P9 para el de bajos; las frecuencias de corte correspondientes son de 10 kHz y 100 Hz. A continuación, siguen tres filtros paso-banda contruidos alrededor de A6, A7 y A9, cuyas frecuencias de corte respectivas son: 300 Hz, 1 kHz y 3 kHz. Como órganos de control disponen de los potenciómetros P10, P11 y P12

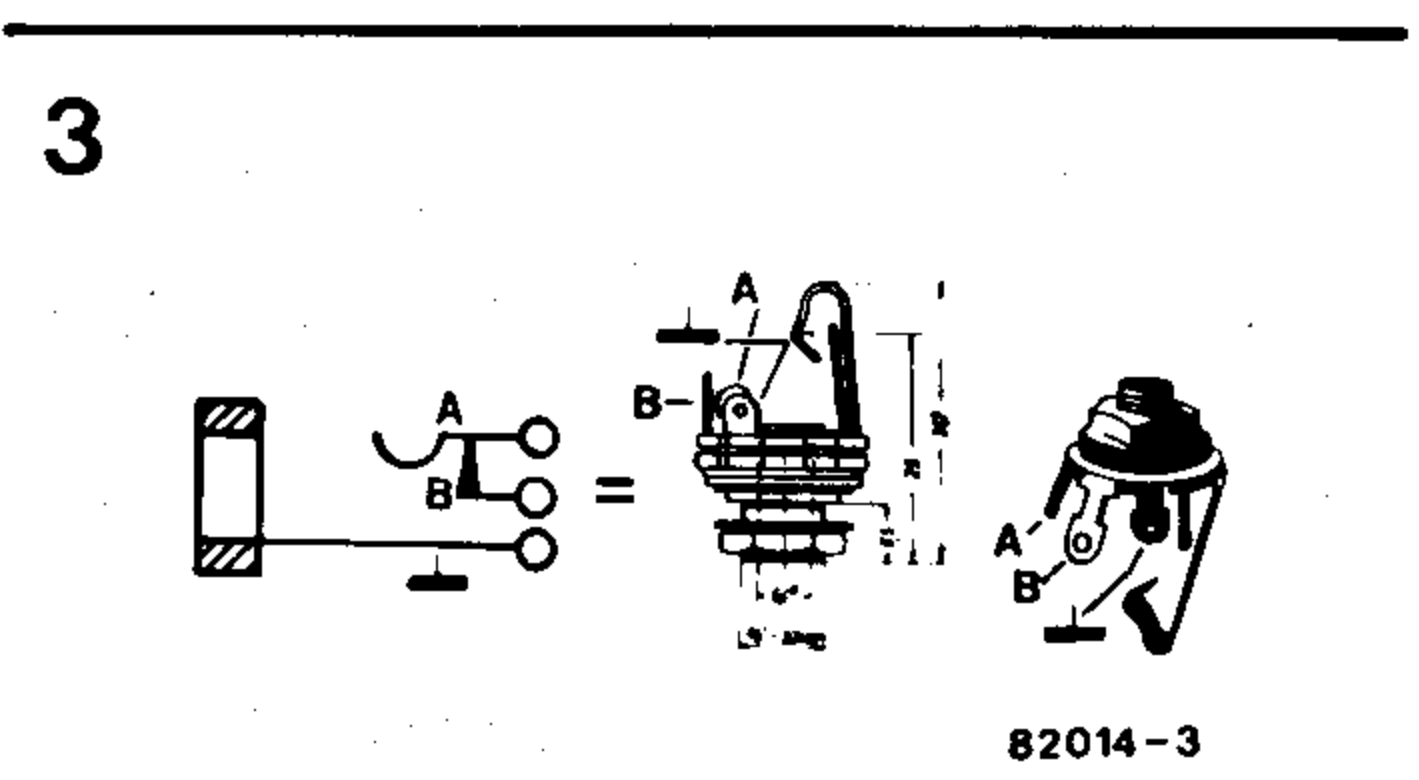


Figura 3. Todas las tomas utilizadas son del tipo jack de chasis mono de 6,3 mm., con arandela aislante para evitar cualquier falso contacto. En la figura se representa su forma de conexión.

Características técnicas:

Gama de frecuencias	40 Hz...25 kHz
Relación señal/ruido	60 dB
Factor de distorsión	0,1%
Tensión máxima de salida	4 Vef
Tensión nominal de salida	1 Vef
Sensibilidad de entrada/Low:	10 mV
Sensibilidad de entrada/High:	40 mV
Impedancia de entrada:	50 k
Impedancia de salida:	500 Ω

Ajuste de tonalidad canal II

Treble (10 kHz)	± 10 dB
Middle (1 kHz)	± 8 dB
Bass (100 Hz)	± 10 dB

Ajuste de tonalidad canal I

10 kHz	± 10 dB
3 kHz	± 15 dB
1 kHz	± 15 dB
300 Hz	± 15 dB
100 Hz	± 12 dB
Tensión de salida reverberación	1 Vef...4 Vef
Umbral fuzz:	1,5 Vef

que permiten actuar sobre el ancho de banda con ± 15 dB. Las frecuencias exteriores a esta banda son tratadas por este circuito con una amplificación de ganancia unitaria.

Actuando sobre ES5 y ES6, los interrupto-

res S2 y S3 permiten aplicar una o las dos señales al circuito de reverberación. IC5 es un amplificador BF ordinario. El factor de amplificación podrá ser adaptado a la sensibilidad de entrada del resorte de reverberización utilizado; con los valores indicados para R29 y C24, la tensión de salida de IC5 es de 4 V. En ausencia de estos componentes, el nivel de salida es de 1 V. La impedancia de entrada del resorte debe ser, al menos, de 8 ohmios. La señal tomada de la salida del resorte se ajusta por medio de P15, de tal forma que en la patilla 3 de ES5 (o en la patilla 1 de ES6) se encuentre la misma tensión BF que en la patilla 8 de A11. Desde luego, es evidente que este ajuste no puede realizarse más que con el resorte de reverberación conectado al circuito.

El potenciómetro «reverb intensity» (intensidad de reverberación) P5 permite mezclar la cantidad requerida de señal reverberada con la señal directa.

¡Hasta ahora poco hay que merezca el calificativo de difícil! Pasemos a ocuparnos del circuito de fuzz que ciertamente es un poco más complicado. La corriente de drenador del FET T2 se ajusta a 9 mA. Al estar desprovisto de bucle de realimentación, T2 produce sobre R72 una señal cuya distorsión es función de la amplitud de la señal de control. En el caso de entrar en esta zona de distorsión, el sonido del fuzz se asemejará progresivamente al producido por los amplificadores a válvulas.

Cuando la tensión de señal es próxima a los 1,5 V, el FET se sitúa en saturación total, recortando los picos de la señal como ocurre en los circuitos distorsionadores convencionales. Para lograr este resultado, basta simplemente con aumentar ligeramente el volumen. Al igual que para el circuito de reverberación, el nivel de la señal de salida se corregirá en función del nivel propio de la entrada con la ayuda de P14. Para terminar con el fuzz, cabe precisar que el potenciómetro P13 permite pasar de la señal limpia («clean») a señal afectada

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1,R39 = 56 k
- R2,R40 = 15 k
- R3,R8,R21,R22,R41,R49,R70,R76 = 220 k
- R4,R24,R26,R28,R34,R37,R42,R68,R74,R75,R79,R81 = 47 k
- R5,R14,R31,R43,R66,R72 = 2k2
- R6,R9,R27,R33,R44,R46,R69 = 33 k
- R7,R45 = 12 k
- R10,R47 = 3k3
- R11,R48 = 1 k
- R12,R13 = 4k7
- R15,R16,R18,R19 = 5k6
- R17,R20,R71 = 22 k
- R23 = 27 k
- R25,R32,R35,R38,R77,R80,R82 = 100 k
- R29* = 470 Ω
- R30 = 10 Ω
- R36,R50,R51 = 10 k
- R52 = 680 Ω
- R53,R56,R57,R60,R61,R64,R65,R67 = 150 k
- R54,R55,R58,R59,R62,R63 = 8k2
- R73 = 18 k
- R78 = 10 M
- R83 = 100 Ω

- P1,P7 = 47 k log
 - P2,P3,P4 = 47 k lin
 - P5,P13 = 10 k lin
 - P6 = 100 k log.
 - P8 = 22 k lin
 - P9,P10,P11,P12 = 100 k lin
 - P14 = 100 k ajustable
 - P15 = 22 k ajustable
- Condensadores:
- C1,C6,C33,C38,C56 = 33 n
 - C2,C34,C78 = 47 p
 - C3,C7,C35,C39,C43 = 100 p
 - C4,C8,C36,C40,C57,C59 = 2μ2/16 V
 - C5,C37 = 1 μ/16 V
 - C9,C10,C11,C20,C21,C22,C32,C55,C58 = 10 n
 - C12,C14,C26,C29,C32,C54,C60,C62 = 47 n
 - C13,C48 = 1n5
 - C15,C53 = 22 n
 - C16,C79 = 15 n
 - C17,C28 = 220 n
 - C18 = 22 p
 - C19,C31,C44,C46,C61,C69...C77 = 100 n
 - C23 = 3n3
 - C24* = 10 μ/10 V tántalo
 - C25 = 100 μ/16 V
 - C27 = 1 n
 - C30 = 10 μ/16 V tántalo
 - C41,C42,C50,C52 = 4n7
 - C45 = 5n6

- C47,C49 = 27 n
- C51 = 470 p
- C63,C64 = 1000 μ/25 V
- C65,C66 = 1 μ/25 V tántalo
- C67,C68 = 4μ7/16 V tántalo

Semiconductores:

- B1 = puente B40C1000 (versión redonda)
- T1 = BC 547B
- T2 = BF 256C, BF 245C
- IC1 = XR 4136, RC 4136
- IC2,IC3 = TL 074, TL 084
- IC4 = LF 355, LF 356
- IC5 = LM 386
- IC6,IC7 = 4066
- IC8 = 7808
- IC9 = 7908

Varios:

- interruptor unipolar (montaje en circuito impreso)
- S5 = interruptor de red bipolar
- Ba1...Ba8 = jack para chasis mono con interruptor de 6,3 mm. de Ø
- Tr1 = transformador de red 2 × 12 V/200 mA
- La1 = neón indicador
- F1 = fusible de 100 mA con portafusible
- unidad de reverberación a resorte
- * = ver texto

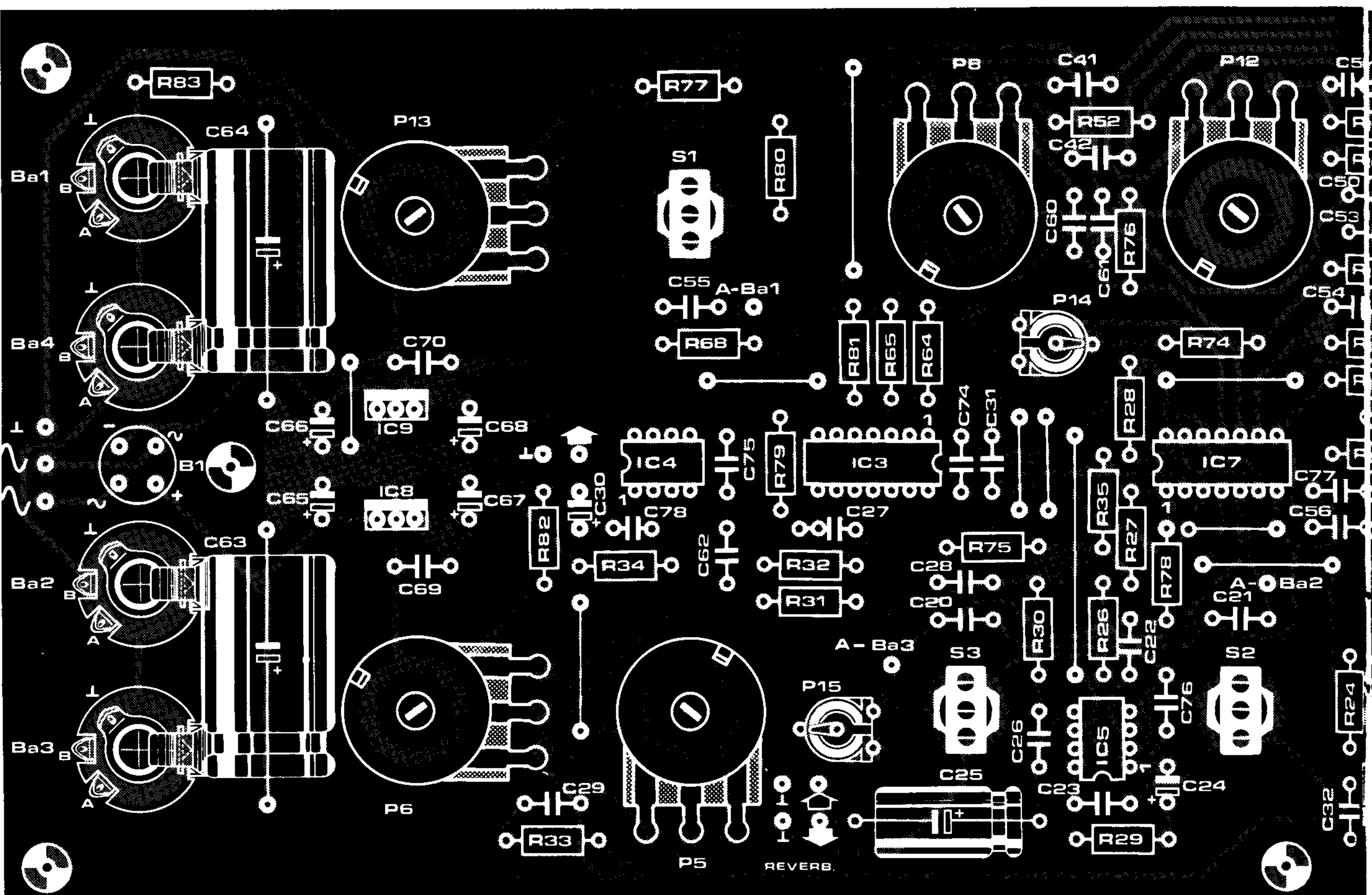
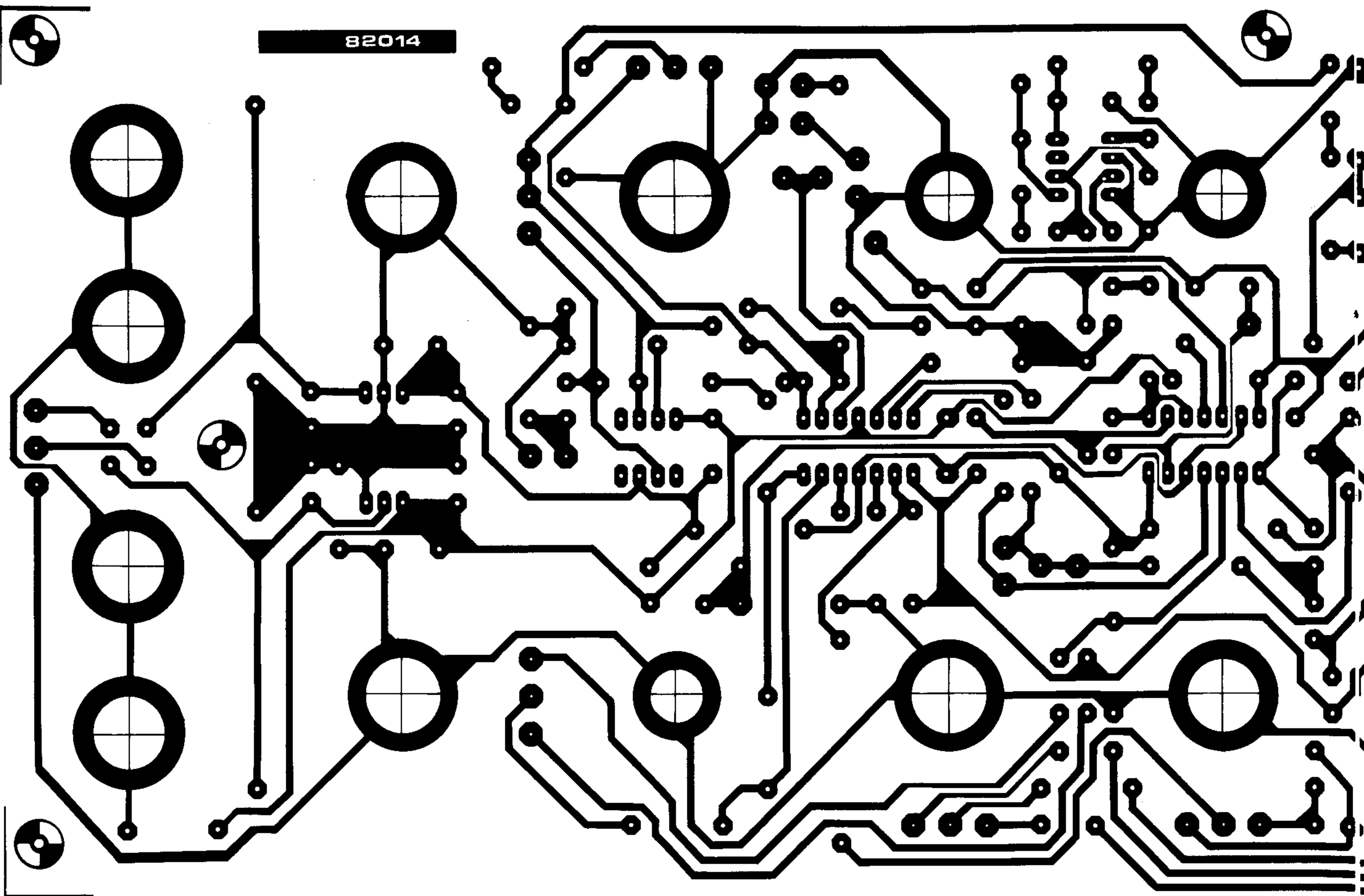
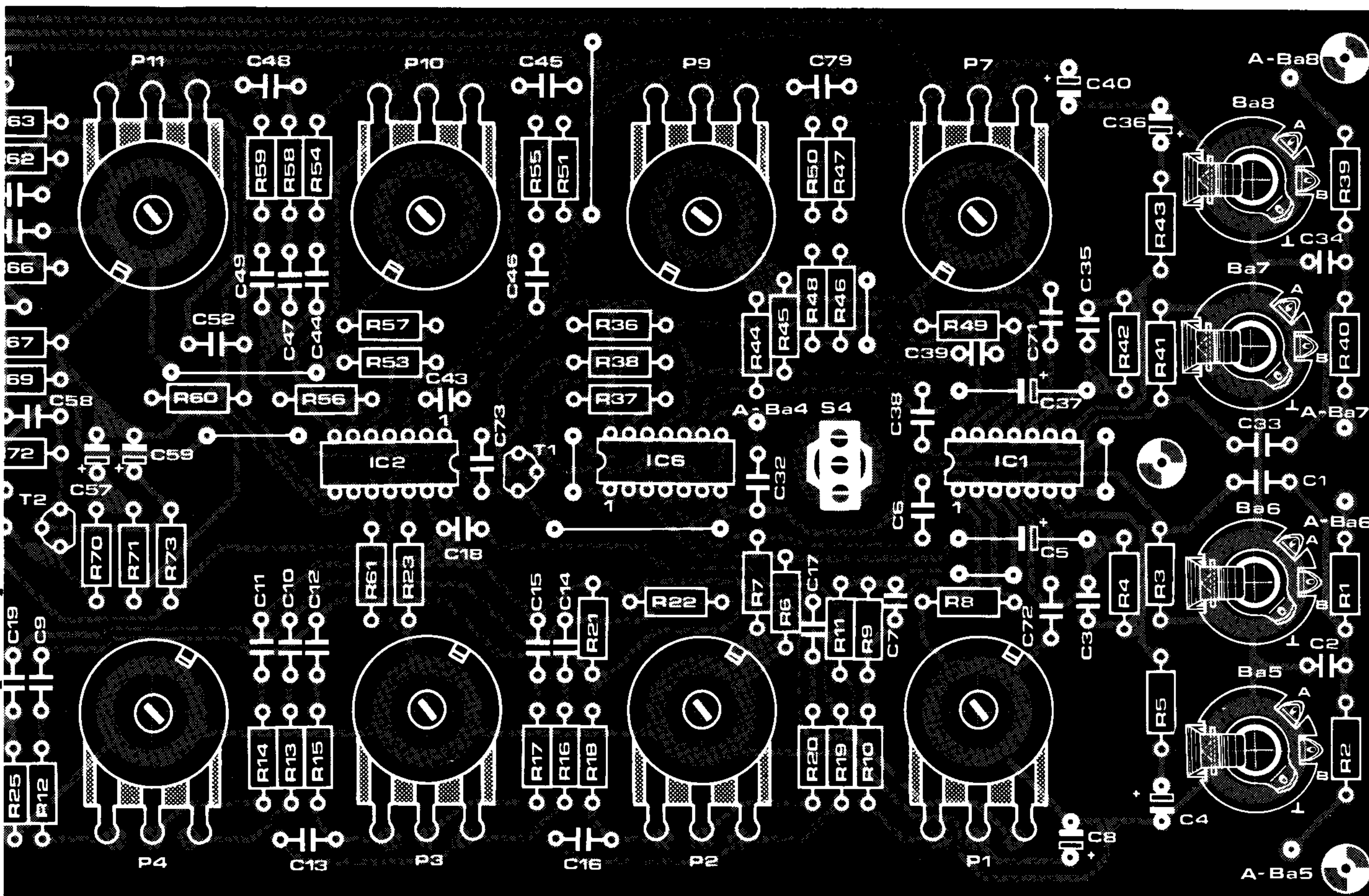
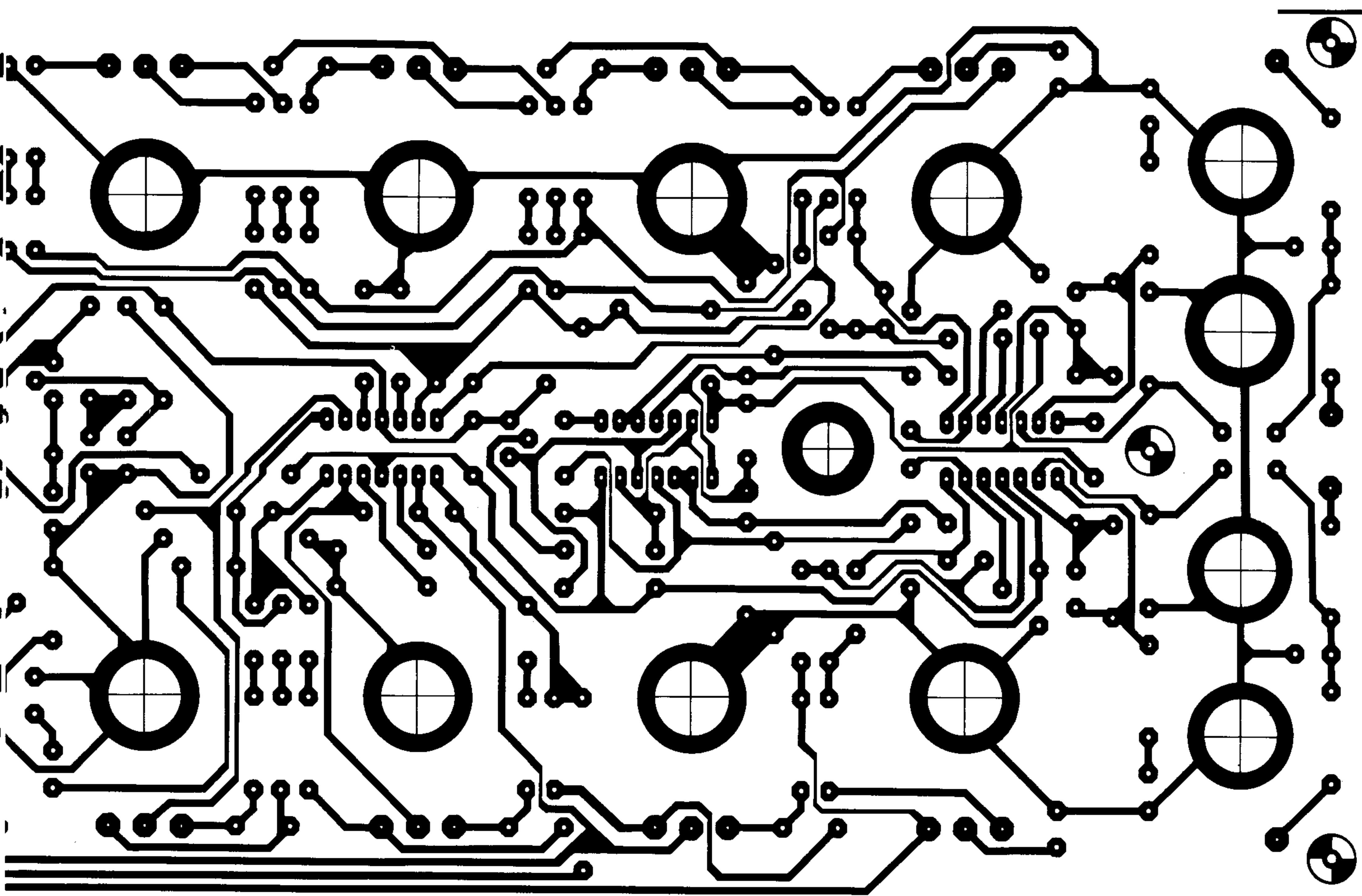


Figura 2. Diseño del circuito impreso del Artist. Salvo el transformador y la unidad de reverberación a resorte, los restantes componentes



se montan sobre la propia placa.

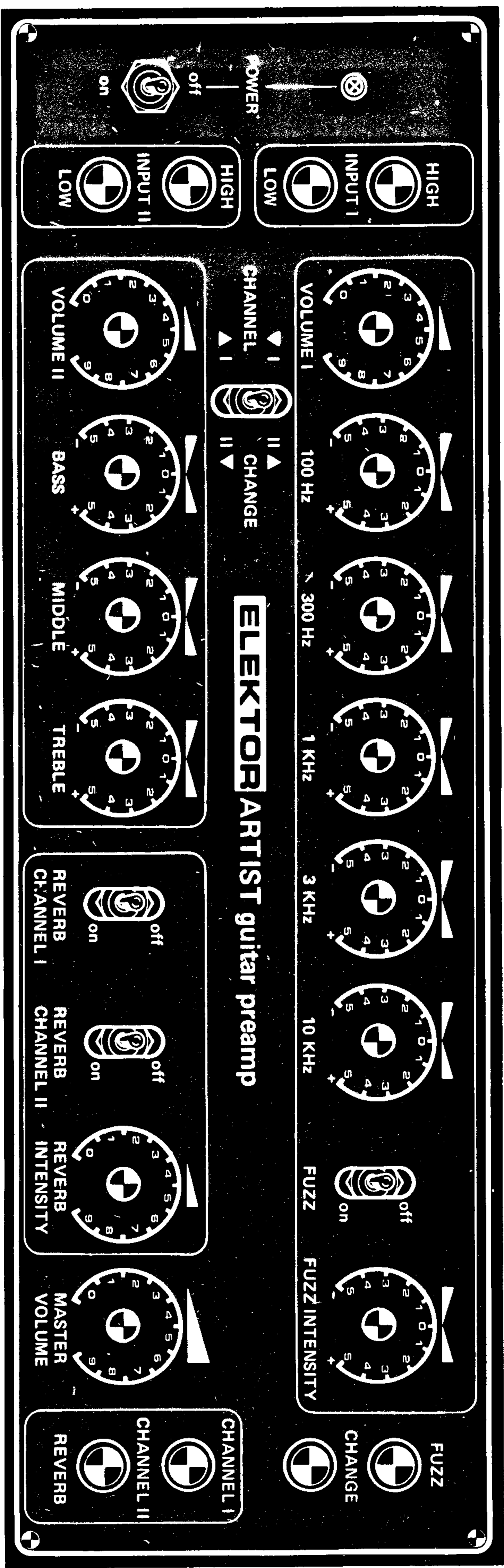


Figura 4. Panel frontal diseñado por Elektor para el Artist. Su observación detenida permite adivinar todas las posibilidades del preamplificador.

(«dirty») pasando por todas las etapas intermedias. Cuando se desconecta el fuzz, sólo se aprecia un débil salto de volumen. Las señales directas, reverberadas y sometidas a «fuzz» se suman a través de R24, R33 y R79 y se aplican, vía los condensadores C29, C32 y C62 al circuito de salida IC4. El volumen general se ajusta con la ayuda de P6.

En el circuito impreso se encuentran dos C32. El situado al lado de R25 se denomina C80 en la lista de componentes y es de 47 nF. Por su parte, el condensador C32 situado cerca de R7 es de 10 nF.

La alimentación simétrica se realiza por medio de dos reguladores. Un dato a considerar es la presencia de un gran número de condensadores de 100 nF que contribuyen a garantizar la estabilidad e inmunidad al ruido del preamplificador.

El ajuste

Realmente casi no ha lugar a hablar de ajuste, ya que sólo hay que actuar sobre dos resistencias ajustables que se calibran simplemente con la colaboración de un polímetro, seleccionado en escala de tensiones alternas en una gama igual o inferior a 5 V. Para este ajuste es suficiente una precisión del 10%.

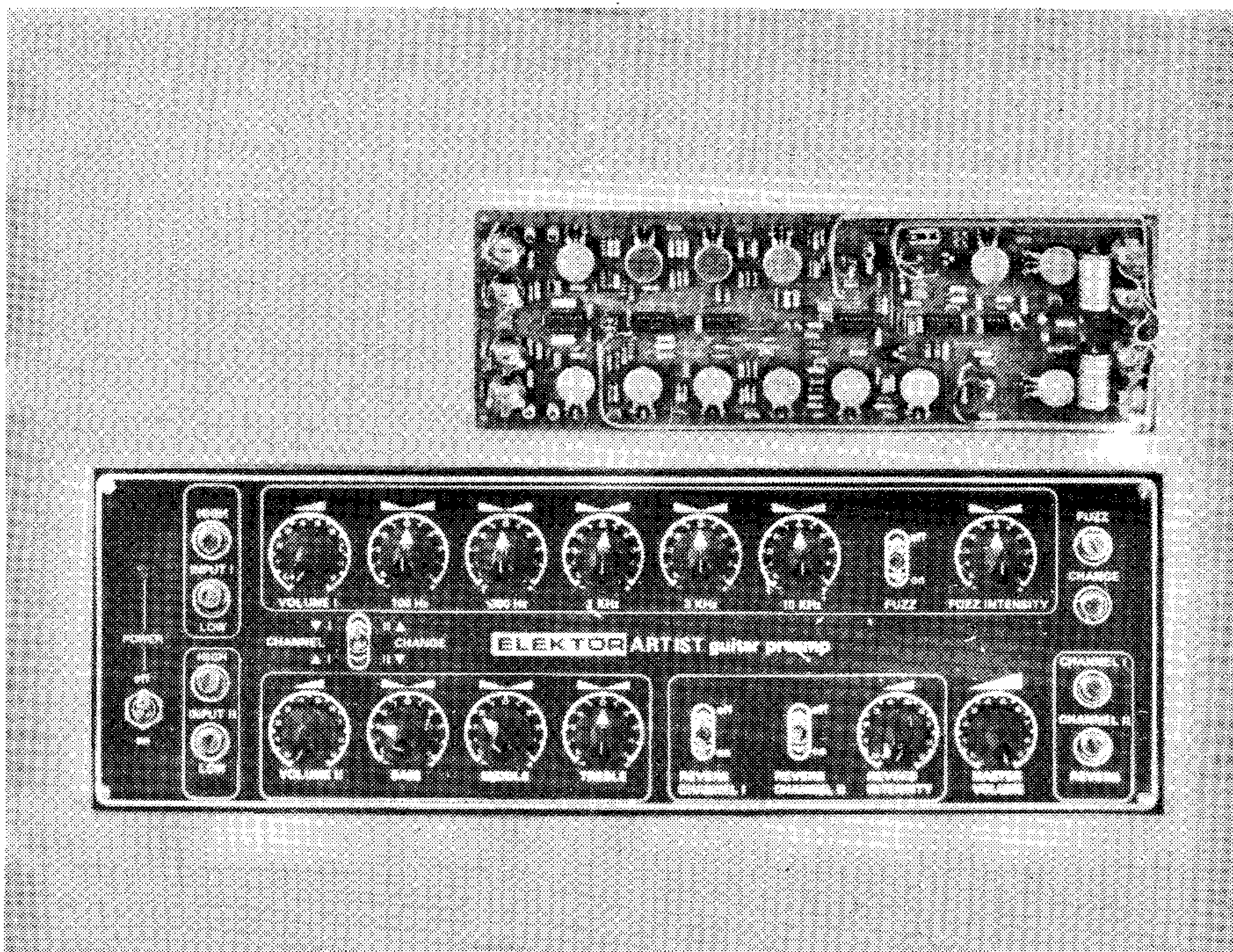
Si se desea utilizar la reverberación, habrá que empezar por conectar una unidad a resorte al preamplificador. La entrada del canal II recibirá una señal cuyo nivel será lo más próximo posible al nivel típico: «LOW» (bajo) = 10 mV o «HIGH» (alto) = 40 mV. Si el polímetro no es lo suficientemente sensible para precisar estas medidas, se podrá practicar la medida sobre la señal amplificada presente en la salida de A3 (patilla 10). Ahora se trata de ajustar P7 de tal forma que en la patilla 1 de A9 se mida un potencial próximo a 1 V. Queda aún por ajustar P15 con el fin de que esté presente el mismo potencial de 1 V en la patilla 8 de A11; y por último es P14 el que habrá que posicionar correctamente para que este mismo voltio aparezca en la patilla 14 de A12.

En este punto, cabe añadir algunos comentarios técnicos que pueden ayudarle a lograr una mayor adecuación del Artist a sus necesidades específicas. Algunos guitarristas utilizan micrófonos de alta impedancia, por consiguiente, necesitan disponer de entradas de alta impedancia. Modificando los valores de R3 y R41 a 2M2, R2 y R40 a 150 k y R31, R39 a 560 k, se obtiene una impedancia de entrada de 500 k. La sensibilidad de las entradas puede reducirse, bajando los valores resistivos de R4 y/o R42.

Montaje

¡Hay que reconocer que el brete en el que hemos puesto a nuestros diseñadores de circuitos impresos ha sido de consideración!... ¡No hay más que pasear la vista por el trazado de la placa que aparece en la figura 2! Todo (o casi todo) se monta directamente sobre la placa de circuito impreso; incluso queda eliminado casi todo el cableado blindado que acompaña a esta categoría de equipos (y que constituyen

Sólo nos queda por desear que algunos de nuestros lectores megalómanos lleguen a ser un poco más artistas... ¡Por supuesto, de la mano del ARTIST!



indispensable para el ajuste de la premagnetización de los magnetófonos

El progreso en el campo de las grabadoras de cinta magnética ha dado lugar a la aparición de dispositivos tan sofisticados que exigen algo así como un «permiso de conducir» para su manejo. Pero tal complicación no va pareja con algo tan esencial como la calidad. Aunque los circuitos de ecualización y de reducción de ruido son necesarios, el factor que contribuye más que ninguno a la calidad de las grabaciones es la aplicación correcta del BIAS (palabra inglesa que corresponde al ajuste de la premagnetización o polarización). Para ello se precisa un generador patrón como el que presentamos. Proistos de este generador, los lectores serán capaces de mejorar la calidad de las grabaciones y de emplear el tipo de cinta que les apetezca.

La amplia gama de cassettes y de cintas magnéticas actualmente disponibles en el mercado es, por lo menos, tan diversa como la de los propios aparatos.

Al igual que ocurre con los detergentes, los fabricantes recomiendan uno u otro tipo de cinta como óptima para sus productos. A primera vista parece constituir una ayuda excelente, pero el desconcierto sobreviene cuando, tras buscar por todos los medios dichas cintas (con frecuencia, a precios más altos que los habituales), se lee en el informe técnico publicado por una revista especializada que precisamente el tipo de cinta recomendado dista mucho de ser el mejor. Hay varias soluciones a este problema: la mejor consiste en optar, de una vez por todas, por un tipo de cinta. Y si no se trata de la cinta recomendada por el fabricante del aparato, ha de llevarse este último (junto con un buen talonario de cheques) al establecimiento especializado para realizar una compensación de la polarización o premagnetización, en función del tipo de cinta que se haya elegido.

generador patrón



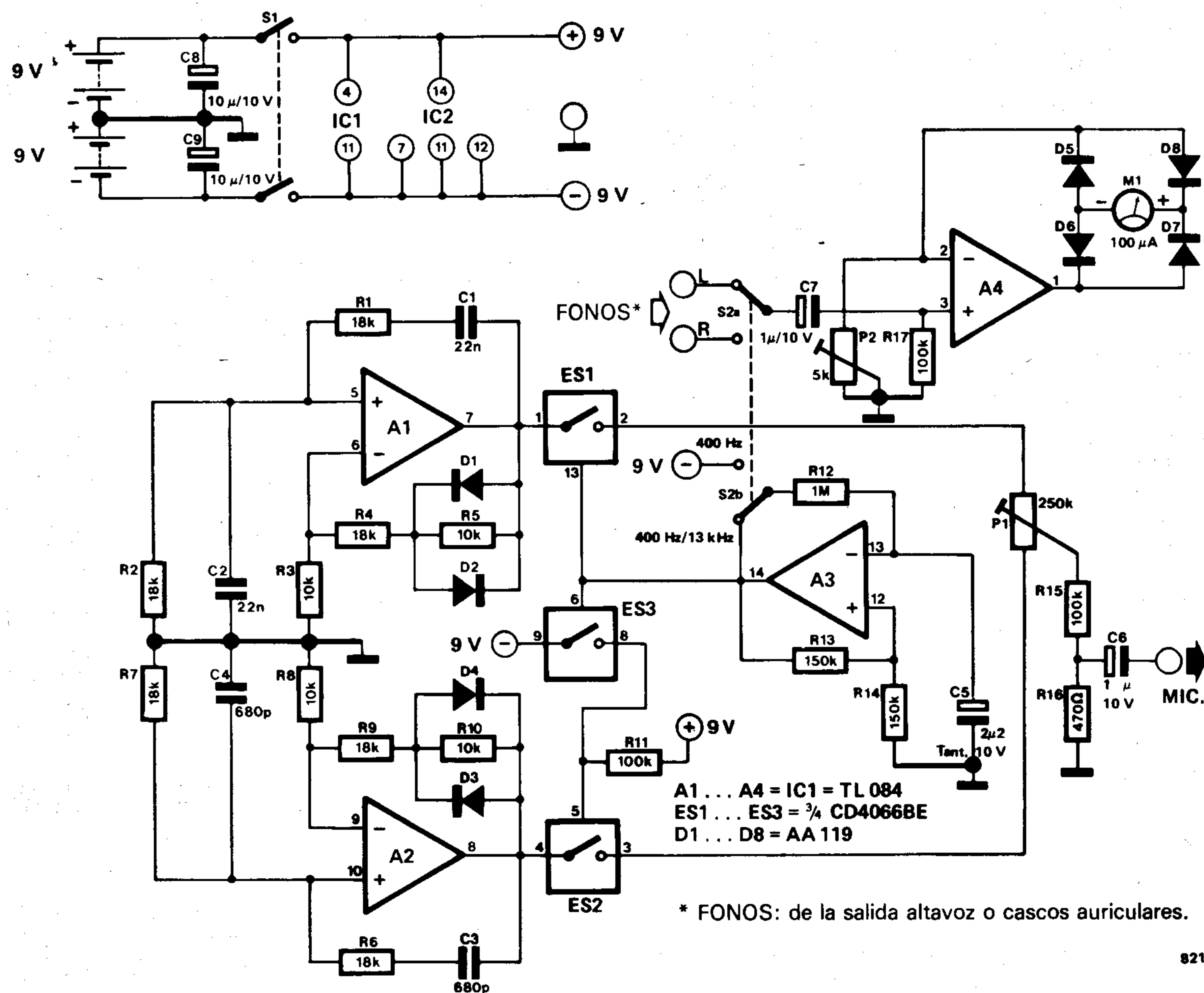
Otra solución es ponerse a la búsqueda del tipo de cinta recomendado y quedarse con el mismo. Para nosotros, la solución más interesante es poner algo de nuestra parte realizando el ajuste de la polarización «a domicilio». Y para ello se precisa un...

Generador patrón

En la figura 1 se muestra el circuito del generador patrón que hemos concebido para nuestros lectores que sean un poco «artesanos de la alta fidelidad». En términos generales, se trata de dos osciladores en puente de Wien. El primero, basado en el amplificador A1, suministra una señal sinusoidal de pequeña distorsión, con una frecuencia de unos 400 Hz. La estabilización de la amplitud se realiza con diodos de germanio. El segundo oscilador, basado en A2, funciona según el mismo principio, pero genera una señal cuya frecuencia es de 13 kHz. Ambas señales se aplican sucesivamente a la etapa de salida por medio de los conmutadores CMOS, ES1 y ES2. El amplificador operacional A3 está montado como generador de señales de onda cuadrada, cuya frecuencia es de unos 0,25 Hz, activando los conmutadores electrónicos de tal modo que la salida se alternará entre 400 Hz y 13 kHz cada dos segundos.

Con un impulso positivo, ES1 y ES3 están cerrados y la señal de 400 Hz alcanza la salida. Con un impulso negativo, ES1 y ES3 están abiertos y ES2 está cerrado, con lo que se permite que la señal de 13 kHz se aplique a la salida. El potenciómetro P1, de ajuste previo, asegura que la amplitud de salida sea la misma para cada señal. La red constituida por R15, R16 y C6, en la etapa de salida, ajusta la impedancia y nivel de

1



82119

Figura 1. Esquema completo del generador patrón para el ajuste de la polarización de la cinta magnética, realizado sobre la base de un cuádruple amplificador operacional. La alimentación podrá efectuarse con el empleo de dos pilas compactas de 9V.

salida, de modo que pueda aplicarse directamente a la entrada de «micro» de la pletina.

El cuarto amplificador operacional A4, contenido en el circuito integrado TL084, se utiliza para excitar un decibelímetro para fines de control. Sirve de amplificador de medida para la señal de salida de «auriculares» o de «casco» del aparato (lector de cassettes o grabador de cinta). El conmutador S2a permite verificar alternativamente la señal del canal izquierdo y la del canal derecho. El instrumento de medida de cuadro móvil, o el polímetro en la escala de 100 μ A, se instala en el bucle de realimentación del amplificador operacional y en la diagonal del puente rectificador. P2 permite el ajuste de la amplificación de este puente de medida, con la regulación de la ganancia de A4. Mediante S2a puede verificarse la señal extraída de la conexión del auricular, un canal cada vez. Conmutando S2b, queda fuera del circuito el generador de onda cuadrada y sólo la señal de 400 Hz llega a la salida. Para S2a y S2b pueden emplearse dos conmutadores completamente independientes. Por razones de comodidad, en el prototipo hemos utilizado un conmutador doble.

Verificación y ajuste

Una vez que se haya cableado el circuito podrá verificarse y para ello es preciso que

esté conectada la pila de 9 V, así como los conmutadores, y que se hayan efectuado las conexiones entre el circuito y las entradas de «micro» por una parte y la salida de «casco» por la otra. La señal de salida del generador patrón debe aplicarse al canal izquierdo y al canal derecho. Asimismo, es preciso proceder al ajuste del aparato con la tensión aplicada. El ajuste del nivel de grabación y el de la salida de «casco» se ponen a cero de forma temporal, mientras que los dos potenciómetros P1 y P2 del generador patrón se sitúan en su posición central. El conmutador S2b se coloca en la posición de «400 Hz».

En este punto, hay que regular el nivel de grabación hasta que aparezca una lectura de 0 dB en los vúmetros. Si hasta aquí todo va bien, puede pasarse a la etapa siguiente, que consiste en poner en servicio el generador de señales de onda cuadrada con el empleo del conmutador S2b (posición «400 Hz/13 kHz»). Entonces, la frecuencia de la señal suministrada al grabador fluctuará entre 400 Hz y 13 kHz, cada dos segundos. Cuando se acciona el potenciómetro de volumen de salida, se constata una desviación del instrumento M1. Para los magnetófonos de «tres cabezas», es preciso poner el conmutador Monitor en la posición correspondiente a la fuente («source»), que constituye el control de la señal antes de la grabación. P2 debe permitir llevar la desviación a 0 dB; si el galvanómetro de control no está graduado en dB, se llevará a un nivel de referencia situado a los 2/3 aproximadamente del recorrido de la aguja.

P1 permitirá encontrar una posición de ajuste tal que, en el momento de producirse el cambio de frecuencia, la desviación de la aguja siga siendo la misma. Después de esta operación, ya no será preciso modificar la posición de P1.

A continuación, es necesario ajustar el nivel de grabación a unos -20 dB (nivel indicado por los vúmetros del aparato correspondiente). Con la ayuda de P2 se busca la posición correspondiente a una lectura de 0 dB o a un nivel de referencia a los 2/3 de la desviación del galvanómetro de control. Así se habrá completado la verificación del funcionamiento del generador patrón. Es recomendable sustituir P2 por otro potenciómetro de más fácil manejo, en el caso de que el generador haya de utilizarse para ajustar la polarización de diversos tipos de aparatos.

Modo de empleo

Para empezar, cabe observar las siguientes precisiones:

1. El ajuste de la polarización no se efectuará eficazmente con un aparato «en frío» y, por consiguiente, habrá que hacerlo después de llevar algún tiempo conectado.
2. Es imperativo comenzar por limpiar las cabezas de lectura, de grabación y de borrado, y luego desmagnetizar cuidadosamente todas las partes metálicas que se ponen en contacto con la cinta.

Se recomienda seguir las indicaciones dadas

por el fabricante sobre el procedimiento de ajuste de la polarización. En la mayor parte de los casos, coincidirá con lo que indicamos a continuación:

- grabar a -20 dB la señal de 400 Hz/13 kHz (-20 dB en el indicador de grabación) y a 20 dB (o los 2/3 de la desviación) en el indicador del generador patrón.

- pasar al modo de «reproducción», o de «lectura» y verificar la similitud de las indicaciones del galvanómetro de control para las dos señales y para los dos canales (a conmutar mediante S2a), debiendo ser 0 dB el nivel indicado cuando el ajuste es óptimo. Siempre que se trabaje con un dispositivo de «tres cabezas», no es preciso rebobinar la cinta después de la grabación, bastando, al grabar, la conmutación entre las posiciones de fuente («source») y de cinta («tape») del inversor Monitor, con lo que se facilita la comparación entre los niveles de grabación y de lectura.

- Si se constata que hay variaciones de amplitud en la señal reproducida, es preciso ajustar la polarización (BIAS) hasta que dichas fluctuaciones se reduzcan lo más posible. A continuación, se puede considerar que el *ajuste de la polarización del aparato es óptimo para el tipo de cinta utilizado en el momento de realizar el procedimiento de ajuste.*

Ahora, se pone el aparato en la posición de ajuste del nivel Dolby, siguiendo las instrucciones del fabricante. El potenciómetro que actúa sobre el nivel de salida se lleva a cero.

- **SIN DOLBY.** Después de poner S2b en la posición de «400 Hz», se graba la señal, de modo que la desviación del instrumento de medida del aparato indique 0 dB o la indicación de referencia Dolby (ver las instrucciones del fabricante).

- Volver a pasar al modo de «lectura» y tener en cuenta las indicaciones suministradas por los vúmetros del aparato.

- **CON DOLBY.** Grabar la señal de 400 Hz. La desviación del instrumento del aparato deberá ser la misma que sin Dolby.

- Volver a pasar al modo de «lectura» y tener en cuenta las indicaciones del instrumento del aparato. Comparar los valores

obtenidos con los dos procedimientos. Cuando sean idénticos, ver lo indicado más adelante. Cuando no lo sean, es preciso volver a iniciar la operación que acabamos de describir modificando el nivel de grabación hasta que la diferencia entre la grabación y la reproducción sea la misma, con y sin Dolby.

- Cuando se haya encontrado la posición adecuada del potenciómetro de grabación, es imperativo registrarla como referencia para el tipo de cassette utilizado en el curso del procedimiento. No será preciso superar este nivel de grabación. Los fabricantes suelen indicar el suplemento de nivel admisible según los tipos de cinta; por ejemplo, +15 dB para los cassettes «metálicos»... por lo que no se debe hacer caso omiso de este suplemento cuando se utilice el tipo de cassettes correspondiente (a añadir al nivel de referencia).



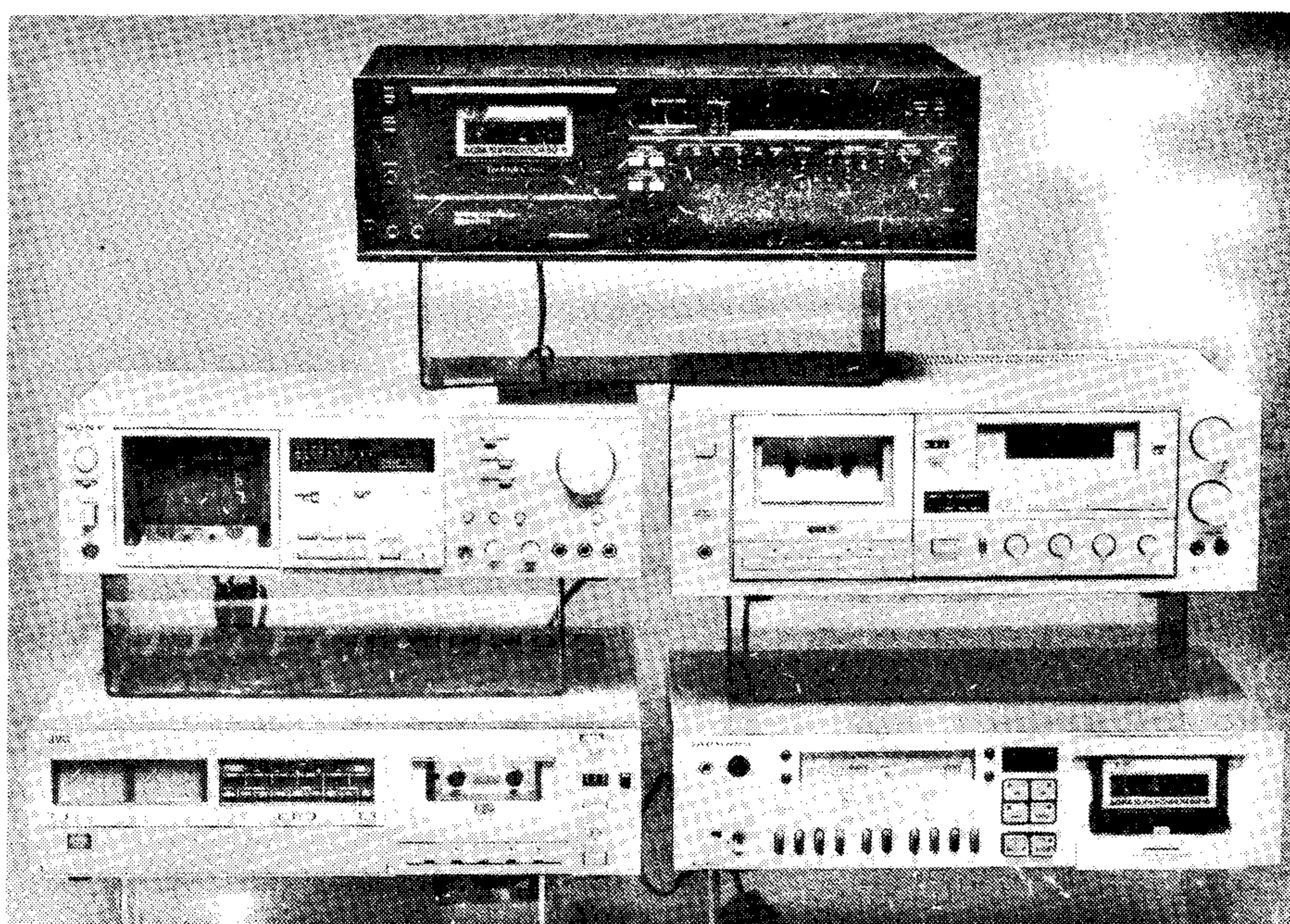
Recomendaciones prácticas

Hasta ahora, hemos supuesto que todos los lectores de cassettes y magnetófonos están originalmente provistos de un dispositivo de ajuste de la polarización accesible desde el exterior. Lamentablemente, tal circunstancia no es muy frecuente y los aparatos con dichos dispositivos suelen ser los más caros. En consecuencia, todos los que deseen hacer, por sí mismos, el ajuste de la polarización de su aparato, no provisto de un dispositivo de ajuste accesible desde el exterior, deberán comenzar por... echar mano al destornillador. Es indispensable disponer de la información técnica del aparato. Incluso las marcas más prestigiosas no siempre la suministran y ello es lamentable. Lo cierto es que el ajuste del nivel de referencia Dolby puede efectuarlo todo el mundo, sin destornillador, y con o sin información técnica. Basta, por otra parte, con ignorar el generador de 400 Hz en este caso.

Si se es perspicaz, se podrá descubrir; incluso sin los esquemas del aparato, los dispositivos de ajuste de la polarización... pero no siempre es fácil.

Precisemos, para concluir, que la señal de 400 Hz es un buen patrón para el conjunto de la cadena estereofónica. Se podrá corregir los niveles de interconexión entre los diferentes elementos, de modo que no se detecten más saltos de volumen en el momento de la conmutación de las distintas fuentes de señal.

Asimismo, téngase en cuenta que el atenuador de salida del generador patrón no es indispensable; si se le omite, será preciso conectar el generador a las entradas LINE. Por otra parte, para prescindir del puente de medida, basta con disponer de un milivoltímetro de BF fiable.



A través del diagrama de bloques de la figura 1, no tendremos dificultad en dilucidar los misterios de un (buen) módulo capacímetro. Una puerta NAND actúa sobre tres señales distintas, de modo que la señal aplicada a la entrada de conteo de un frecuencímetro sea función de la capacidad objeto de medida. El diagrama de impulsos ilustra el desarrollo de la conversión capacidad/tiempo a partir de las formas de onda existentes en diversas partes del circuito.

milisegundos. Por consiguiente, en tales circunstancias se visualizaría «40.000». Si, ahora, encontramos el medio de hacer corresponder la duración de la señal de disparo (de puerta del contador) con el tiempo que tarda en cargarse un condensador a una capacidad determinada, podremos suministrar al frecuencímetro una magnitud proporcional de impulsos para obtener una lectura directa de la capacidad. El convertidor capacidad/tiempo, propiamente dicho, está constituido por un

módulo capacímetro

... para frecuencímetros

Avanzando en nuestro empeño por «democratizar» el acceso de todo aficionado al instrumental básico del laboratorio electrónico, presentamos un nuevo módulo que convierte a un frecuencímetro «normal» en un instrumento capaz de medir valores capacitivos. Las ventajas de poder «enchufar» un condensador, que no tenga indicación de su capacidad, y obtener instantáneamente su lectura correcta, son muy considerables. También resulta de gran utilidad cuando han de encontrarse varios condensadores que posean el mismo valor (por ejemplo, para construir filtros de precisión). El convertidor capacidad/frecuencia que presentamos, es muy compacto y puede instalarse fácilmente en el interior de la mayor parte de los frecuencímetros existentes. Al respecto, constituye un complemento idóneo para el frecuencímetro a LCD publicado en el anterior número de Elektor.

El circuito contiene un oscilador a cristal de 4 MHz que genera los impulsos de reloj requeridos para el conteo. Supongamos, ahora, que el impulso de arranque del contador (señal GP) tiene una duración de 0,01 segundos. Ello significa que el contador recibirá un total de 40.000 impulsos cada 10

multivibrador monostable, cuya constante de tiempo viene determinada por las resistencias R (potenciómetros preajustados) y el condensador C_X de valor desconocido. La duración de la señal C es, pues, igual a la duración del estado inestable del multivibrador.

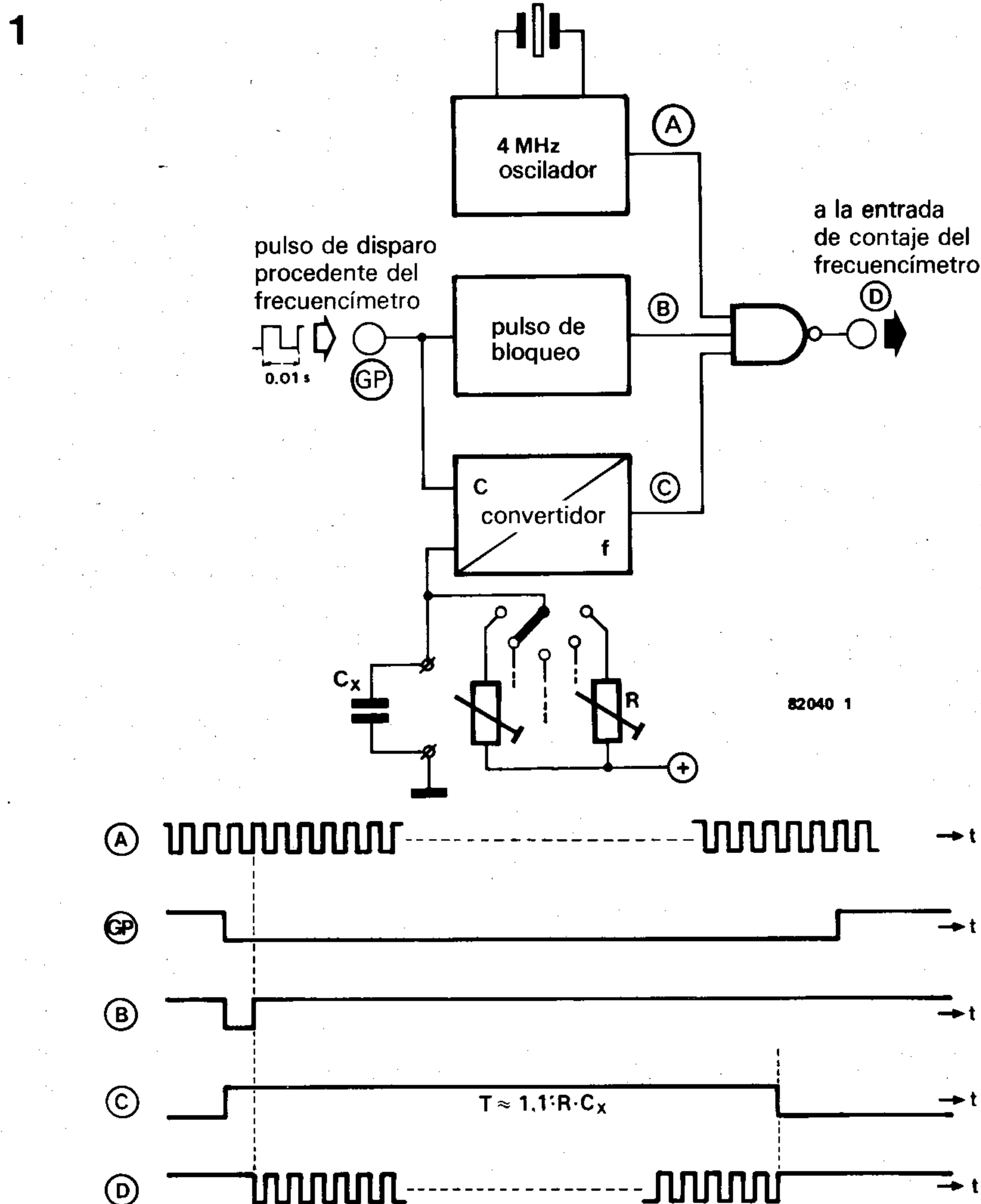


Figura 1. El diagrama de bloques y el diagrama de pulsos del módulo capacímetro. La señal GP representa el impulso de disparo generado por el frecuencímetro. La señal B es el impulso de inhibición utilizado para suprimir cualquier impulso parásito al comienzo del proceso de medida. La señal C es la «ventana» para los impulsos de reloj generados por el oscilador a cristal de 4 MHz.

2

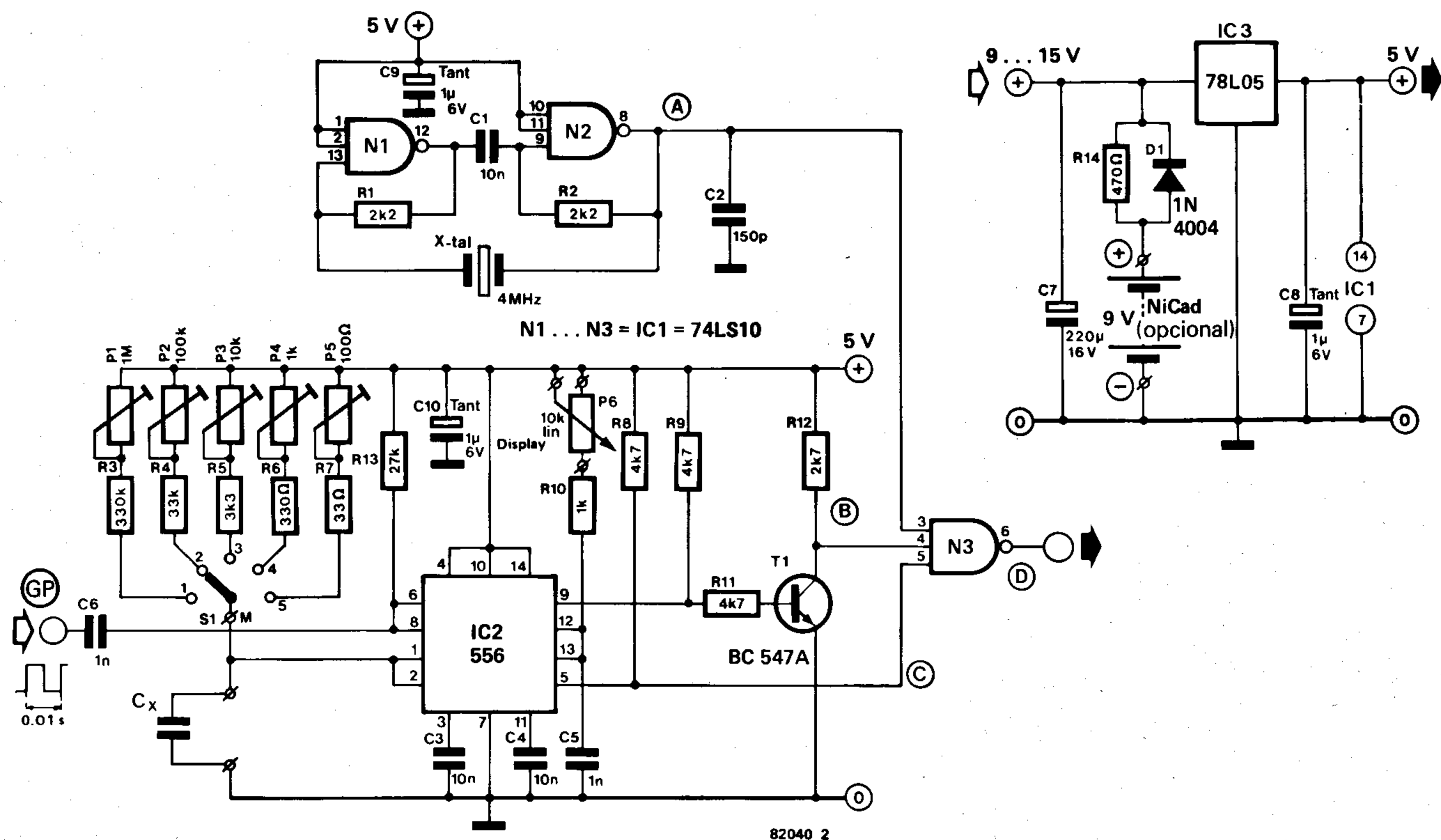


Figura 2. Circuito completo con alimentación autónoma para el módulo capacitmetro. El doble temporizador 556 proporciona las señales B y C, mientras que las puertas NAND N1 y N2 constituyen el oscilador de reloj. Finalmente, N3 combina las tres señales A, B y C.

El monoestable se dispara con el impulso de disparo procedente del contador. En principio, pues, el frecuencímetro está en condiciones de recibir, al mismo tiempo, los impulsos de conteo procedentes del oscilador. La configuración NAND que liga las señales A y C actúa de manera que el número de impulsos contados corresponde a la duración del basculamiento. Dicho de otro modo, el contador visualizará el valor de la capacidad.

Cualquiera que esté familiarizado con este campo se percatará rápidamente de que las cosas no son tan sencillas en la realidad. En efecto, al examinar el diagrama de bloques y el diagrama de impulsos, se observa que interviene una señal de bloqueo (o de inhibición), denominada señal B, que se aplica también a la puerta NAND. Como su nombre indica, su función es inhibir al contador durante un breve período de tiempo, al comienzo del proceso de conteo. Ello es necesario con el fin de evitar que cualquier impulso inicial, que se produzca en el monoestable cuando se dispara por primera vez, sea registrado como impulso de medida (con C_x no conectado). El circuito del bloqueo también se dispara con el impulso de puerta del frecuencímetro. Si se combinan, ahora, con una función AND, las señales A, B y C, descubriremos que se producirá un error de medida, puesto que no se cuentan los impulsos durante la inhibición causada por B (ver figura 1). Afortunadamente, un ajuste adecuado de las resistencias R bastará para eliminar las consecuencias de esta inhibición que, por lo demás, es indispensable.

El diagrama de impulsos reproduce, finalmente, la señal D, que no es más que la señal de salida del módulo capacitmetro. Los impulsos de reloj sólo están presentes durante los períodos combinados de las señales B y C (ventana constituida por la señal

C). Nos volvemos a encontrar con un pequeño problema y es que la señal de salida del multivibrador no debe tener una duración superior a la de la señal de disparo (o de puerta).

Para condensadores de un valor capacitivo superior a $400 \mu F$, el módulo puede, en principio, utilizarse con cualquier frecuencímetro, a condición de dividir la frecuencia de conteo (4 MHz) por 10 ó 100 y de que se seleccione un tiempo de desbloqueo más largo (por ejemplo, un segundo).

El circuito

Afortunadamente, el módulo capacitmetro puede construirse con muy pocos componentes. En la figura 2 se muestra el esquema completo. El doble temporizador integrado 556 (IC2) está montado para formar dos multivibradores monostables independientes. Uno de ellos constituye el convertidor capacidad/frecuencia junto con el condensador C_x y los potenciómetros preajustados P1 ... P5 y las resistencias R3 ... R7 (constante de tiempo ajustable). Los potenciómetros preajustados sirven también para calibrar el circuito. La otra mitad del circuito integrado temporizador constituye el circuito de inhibición. La duración del impulso de inhibición, generado por la segunda mitad, viene determinada por los valores del condensador C5, de la resistencia R10 y del potenciómetro preajustado P6. La duración del impulso de inhibición puede ajustarse, dentro de un intervalo de 1 a 12 microsegundos, con el empleo de P6. A continuación, el impulso de inhibición se invierte por el transistor T1 antes de aplicarse a la puerta NAND N3. La señal de salida de la primera mitad del temporizador accede directamente a una de las otras

entradas de N3. El impulso de disparo, generado por el frecuencímetro, dispara ambos monostables a través del condensador C6 y de la resistencia R13. El oscilador a cristal de 4 MHz se construye sobre la base de N1 y de N2. Su señal de salida, asociada a las dos señales de salida de los monostables por la puerta NAND N3, se aplica al contador de un frecuencímetro.

Fuente de alimentación

Nos referiremos brevemente a la fuente de alimentación. Se ofrecen dos posibilidades. La primera consiste en alimentar el circuito a partir de la red, a través de C8, C7 y de IC3. Esta forma de estabilización es plenamente suficiente, puesto que la tensión de la fuente de alimentación no tiene ningún efecto sobre el resultado de la medida, debido al principio de funcionamiento. La segunda posibilidad es la de la alimentación autónoma mediante pilas o acumuladores.

Realización del montaje

En la figura 3 se muestra la placa de circuito impreso y la disposición de los componentes para el módulo capacitmetro. Los potenciómetros P1 ... P5 deberán ser de calidad y, a ser posible, de tipo multivuelta de pista cerámica. Recomendamos también el empleo de clavijas BNC para las conexiones de entrada de la señal de disparo y de salida de la señal de reloj. Los cables de conexión del condensador C_x deben ser tan cortos como sea posible. Hasta ahora, el mejor método es emplear conectores de cables de altavoz del tipo de

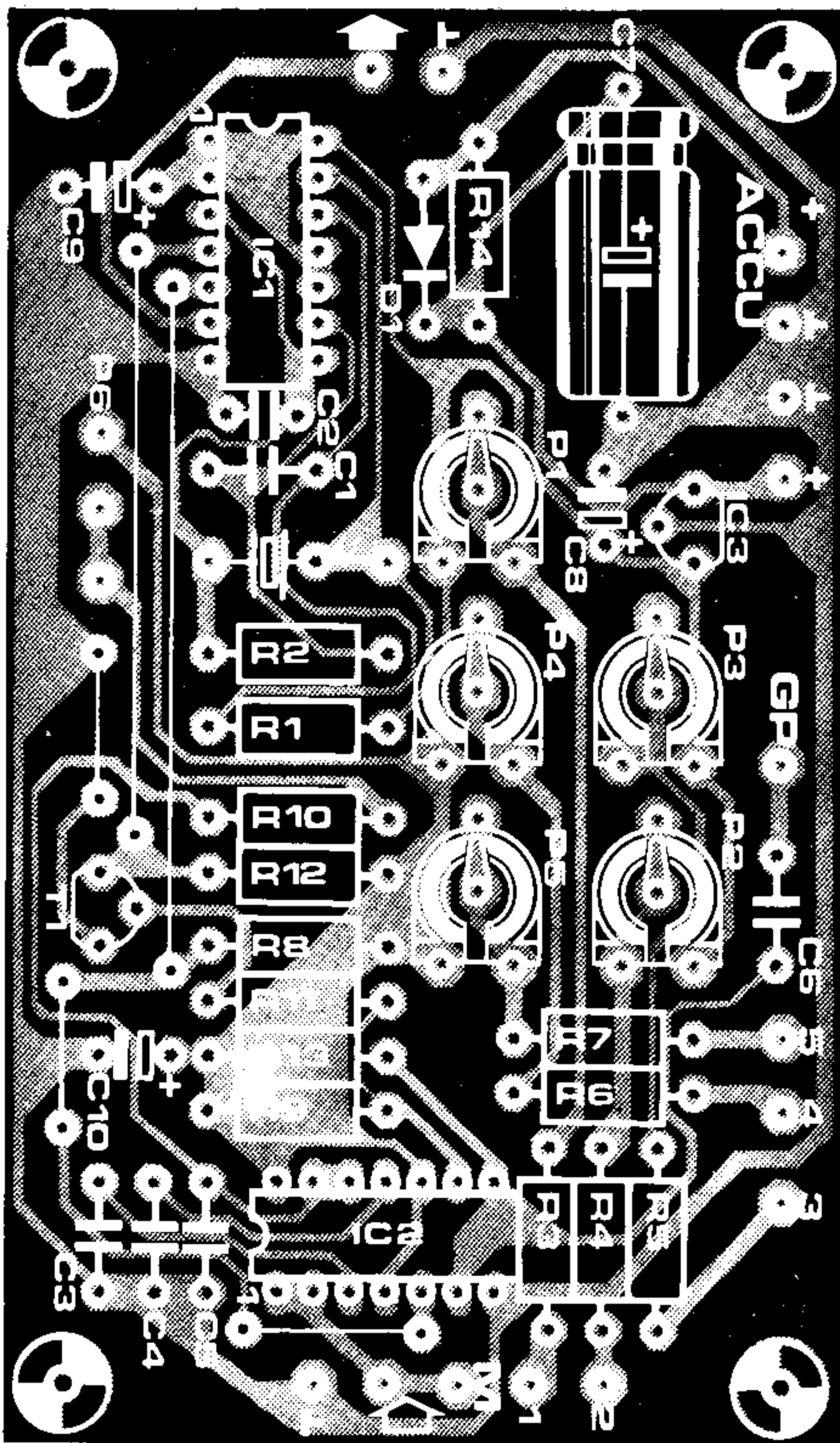
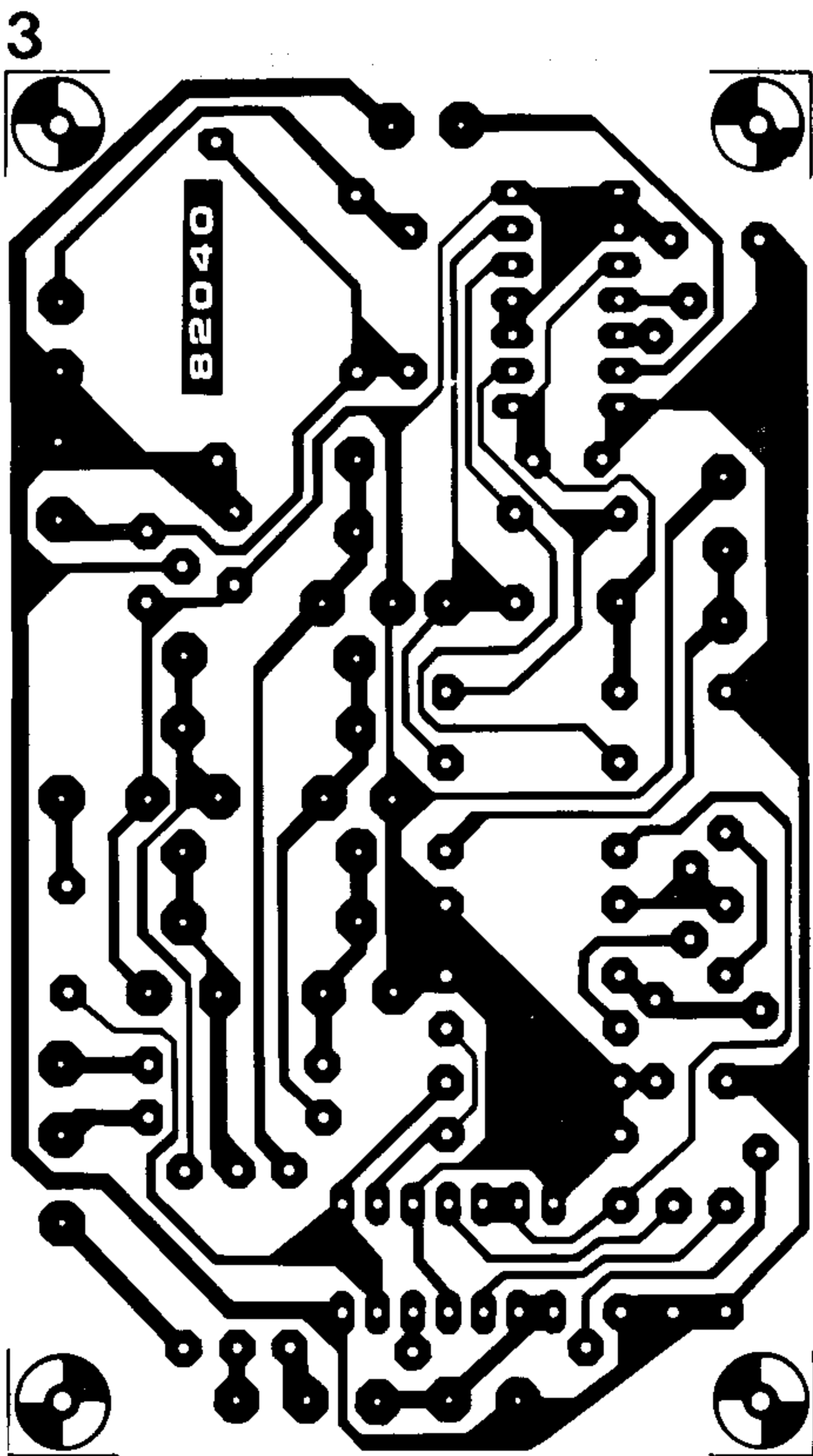


Figura 3. Placa de circuito impreso y disposición de los componentes del módulo capacímetro. Los cables de conexión al condensador C_x deben ser lo más cortos posible, con el fin de evitar las cargas capacitivas.

Lista de componentes:

- Resistencias:**
R1,R2 = 2k2
R3 = 330 k
R4 = 33 k
R5 = 3k3
R6 = 330 Ω
R7 = 33 Ω
R8,R9,R11 = 4k7
R12 = 2k7
R13 = 27 k
R14 = 470 Ω
P1 = 1 M ajustable (multivuelta)
P2 = 100 k ajustable (multivuelta)
P3 = 10 k ajustable (multivuelta)
P4 = 1 k ajustable (multivuelta)
P5 = 100 Ω ajustable (multivuelta)
P6 = 10 k potenciómetro lin.

- Condensadores:**
C1,C3,C4 = 10 n MKH
C2 = 150 p cerámico
C5,C6 = 1 n MKH
C7 = 220 μ /16 V
C8... C10 = 1 μ /6 V tántalo

- Semiconductores:**
IC1 = 74LS10
IC2 = 556
IC3 = 78L05
D1 = 1N4004
T1 = BC 547A

- Varios:**
cristal de cuarzo 4 MHz (HC-18/U)
4 tomas de entrada/salida
pila o acumulador de 9V

presión, lo que permite que las patillas de conexión del condensador se conecten de forma directa, rápida y sencilla. Para condensadores de gran valor óhmico, un par de conductores cortos, terminados con «pinzas de cocodrilo» pueden unirse a los conectores de tipo altavoz. Asimismo, es necesario disponer de una clavija macho y un zócalo para la conexión de la fuente de alimentación.

Si el módulo capacímetro ha de instalarse en el interior de un frecuencímetro, las únicas conexiones requeridas con el mundo exterior son para el condensador C_x y para el potenciómetro P6. Es obvio que esta solución es, con mucho, la mejor en todos los aspectos.

Ajuste y modo de empleo

Como cualquier instrumento de medida, la exactitud de este módulo capacímetro depende de lo correcta que sea su calibración. Aunque cada escala requiere un procedimiento de ajuste distinto, éste suele ser muy sencillo. Será preciso utilizar condensadores de calidad para referencia, que tengan una tolerancia del 1% para poder calibrar correctamente la unidad. El condensador de referencia se conecta a los bornes de prueba, identificados por « C_x », y se ajustará el potenciómetro multivuelta correspondiente a la escala, de modo que el valor visualizado por el frecuencímetro sea el del condensador de referencia. Si no se dispone de dichos condensadores, se procederá por aproximaciones sucesivas, con el empleo de componentes de más alta tolerancia (5%). Después de haber probado varios conden-

sadores del mismo valor se adoptará, como definitivo, el valor medio obtenido. Ni que decir tiene que, en este caso, todos los condensadores deberán ser del mismo tipo, con un 2,5% de tolerancia como valor más frecuente.

Una vez que se haya calibrado el módulo, el circuito se conmuta a la escala más alta y se conecta un condensador de valor desconocido a los bornes de C_x . A continuación, es preciso ajustar P6 hasta que se establezcan las indicaciones. El valor del condensador

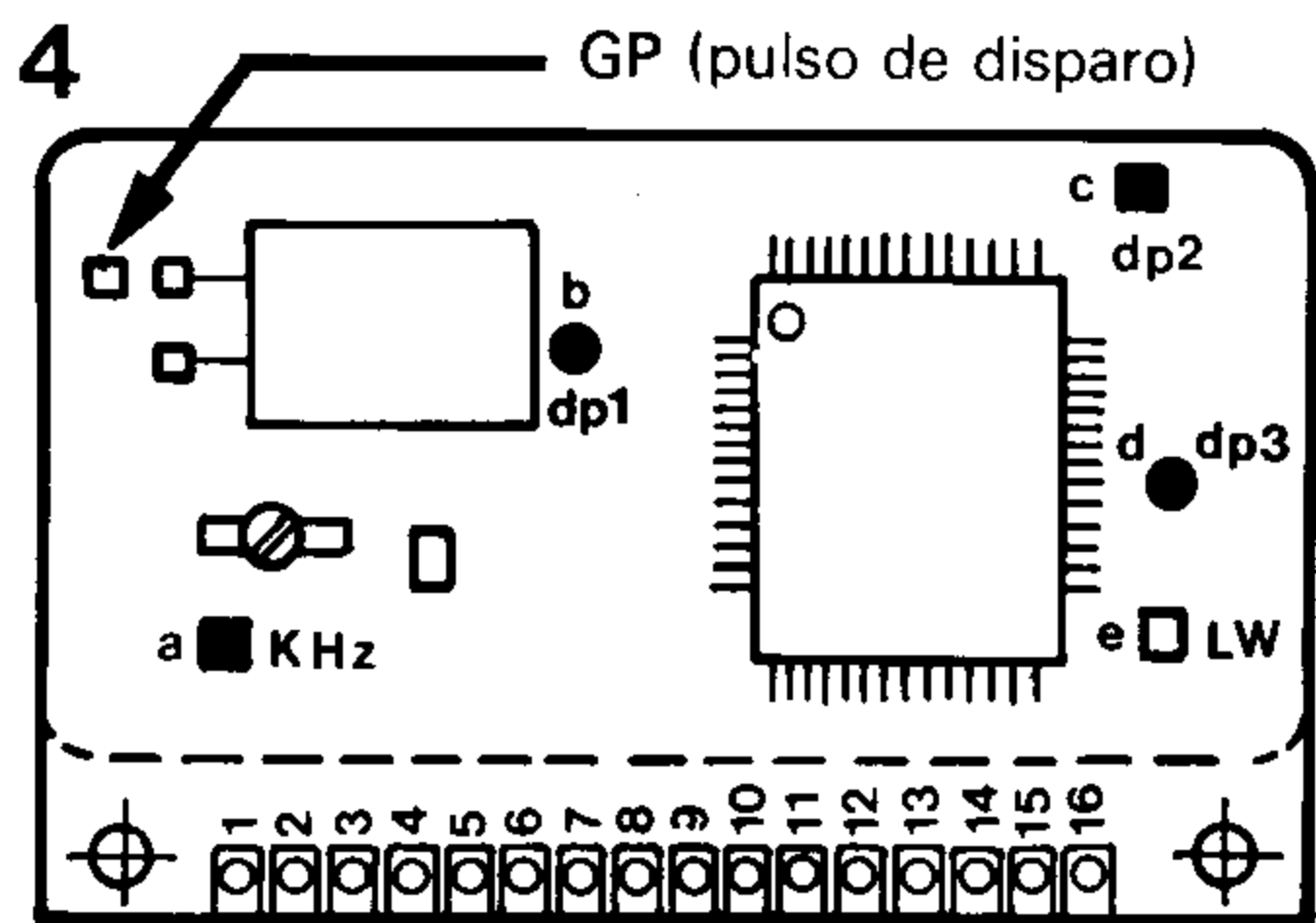


Figura 4. La posición indicada con la flecha, corresponde a la salida del pulso de disparo (GP) del módulo FM77T.

Tabla 1	
posición de S1	gama
1	00.100 nF ... 39.999 nF
2	000.10 nF ... 399.99 nF
3	0001.0 nF ... 3999.9 nF
4	01.000 μ F ... 39.999 μ F
5	001.00 μ F ... 399.99 μ F

Tabla 1. Factores de escala para el conmutador de escalas S1.

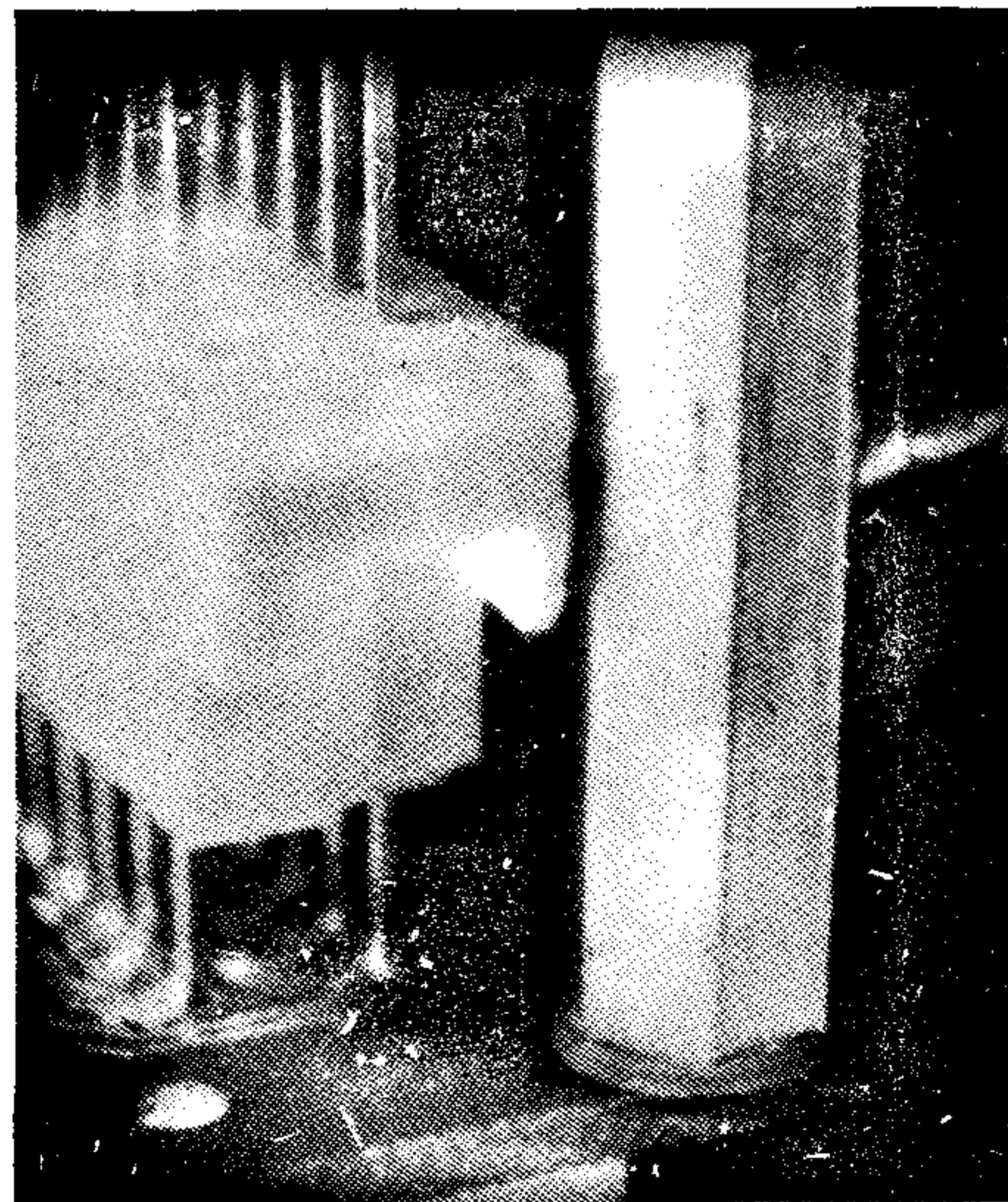
ha de determinarse a partir de la tabla 1, multiplicando por el factor de ajuste de escala correspondiente.

Insistimos en el hecho de que la capacidad de los condensadores electrolíticos varía con la frecuencia de utilización; a 10 Hz, por ejemplo los valores indicados pueden ser superiores en un 20% a los que se tendrían a 100 Hz.

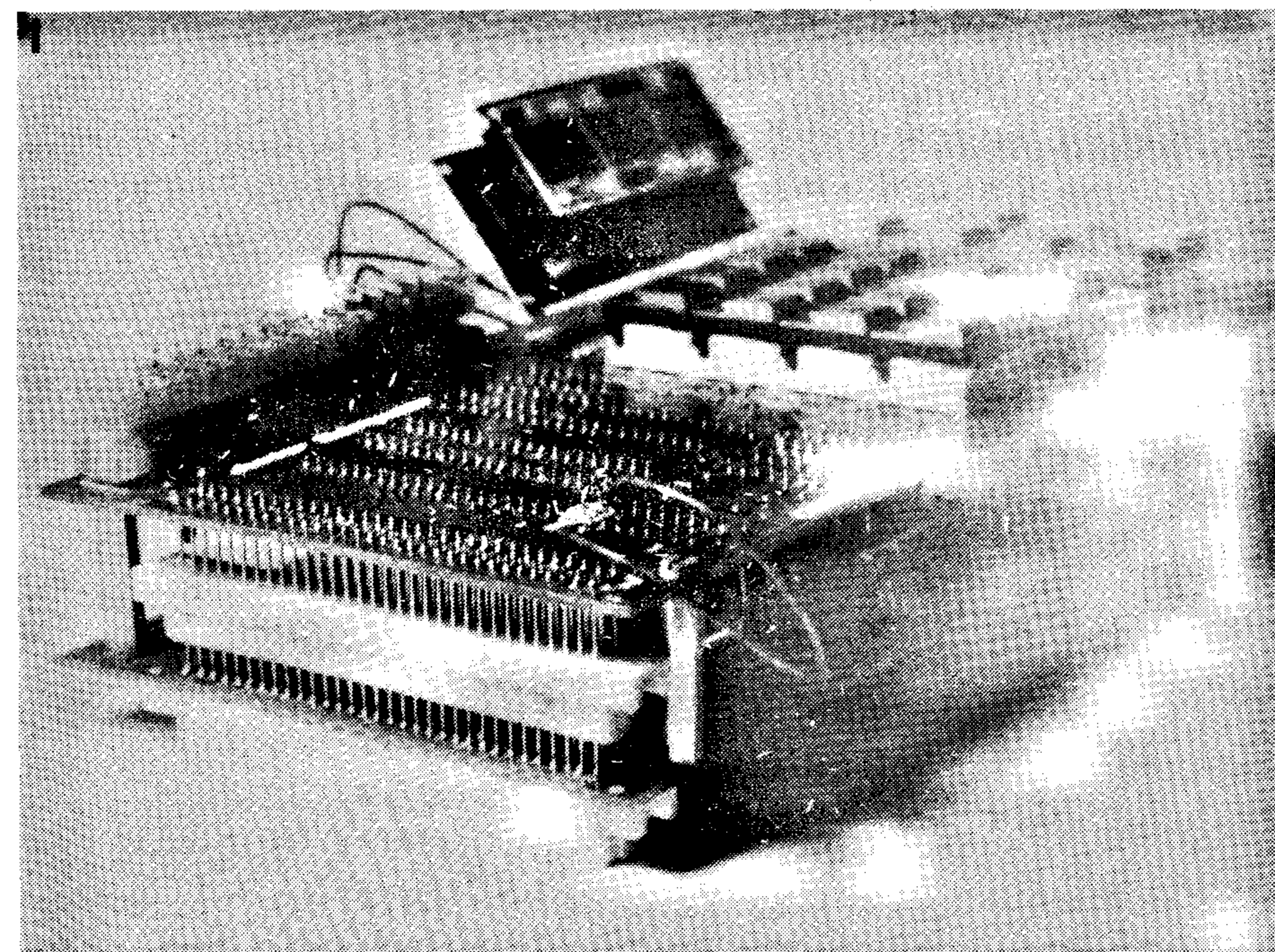
Y para concluir, damos algunas indicaciones sobre la conexión del módulo para distintas clases de frecuencímetros. Si se utiliza, por ejemplo, el frecuencímetro a cristal líquido de Elektor (Núm. 29, Octubre 1982), habrá que puentear al divisor (S1 en la posición «<4 MHz»). Lamentablemente, esto significa que el punto decimal y la leyenda de kHz no tendrá validez. Las informaciones exactas deberán deducirse de la tabla 1. Lo mismo vale para otros contadores y frecuencímetros. Habrá que prestar especial atención a la polaridad del pulso de disparo, puesto que ha de ser negativa. En consecuencia, será necesario, eventualmente, efectuar una inversión con el fin de lograr la compatibilidad con el módulo capacímetro. La salida de este impulso (GP) del frecuencímetro está situada ligeramente a la izquierda del cristal cuando se mira el módulo desde la parte posterior, concretamente, en el punto ilustrado en la figura 4.

sandwich

J.C.



... ¡un nuevo menú «a la carta»!



No ocurre muy amenudo, pero cuando sucede nos descubrimos... ¡chapeau! Nada nos resulta más agradable que dejarnos sorprender por el ingenio de nuestros lectores. Tanto es así, que la sugerencia que aquí presentamos a los incondicionales del Junior nos ha dejado poco menos que estupefactos. ¿Recuerdan la jungla de conexiones necesarias para unir la tarjeta base del Junior Computer con la placa de interface?... Pues bien, observen ahora la solución alternativa que aparece en la fotografía. ¡Nada más simple, fácil y económico... Cuando se conoce ¡claro está!

La unión de las dos tarjetas del Junior Computer constituyó el objeto de descripciones cuasi-etimológicas en el número 27 de Elektor (Octubre, 1981). Las soluciones que le proponíamos eran múltiples y variopintas: recurrir a puentes de hilo conductor (¡nada más y nada menos que 64 puentes colgantes desafiando a las leyes del cortocircuito!), o a una mini tarjeta de bus sobre la que se montarían dos conectores con los que unir lateralmente las tarjetas, amén de otras variantes ¡Todo un derroche de ingenio!... ¡Pero faltaba la componente de simplicidad!

De la mano de los conectores de «wrapping» ha llegado el momento en el que podemos dar la bienvenida a un método de unión superior a los comentados. Veamos:

- En primer lugar hay que proveerse de un par de conectores hembra de tipo «wire-wrap» de 2×32 patillas.
- La primera operación a realizar consiste en introducir y soldar uno de ambos conectores en los taladros de la tarjeta de interface previstos para recibir el conector de bus. Por supuesto, se introducirá el conector sobre el lado de componentes de tal forma que las patillas sobresalgan a través de la cara de cobre del circuito impreso ¡Ya tenemos la base del sandwich!
- A continuación, se coloca el segundo conector hembra en la tarjeta principal ¡sin soldarlo por el momento! En este caso, las patillas deben sobresalir a través de la cara superior (en la que está el teclado) de la placa principal. En esta situación, se insertarán las patillas que sobresalen de la tarjeta de interface en los receptáculos al efecto del conector hembra de la tarjeta principal.
- Una vez ensamblados los conectores en la forma indicada, se procederá a reducir la separación entre ambas tarjetas hasta llegar a la distancia que estimemos oportuna, según el tamaño de los separadores (preferiblemente de plástico) que se utilicen.
- Por último, ya no queda más que fijar ambos circuitos impresos, a través de los separadores y por medio de tornillos, y soldar las patillas del conector superior a la placa principal.

¡El sandwich está servido!



BASIC

(3ª PARTE)

En esta tercera parte del Curso de BASIC, empezaremos con el estudio de los comandos que constituyen el «vocabulario de trabajo» de este lenguaje de alto nivel.

A partir de ahora vamos a simultanear las descripciones teóricas con el trabajo de programación. De tal forma que tras el estudio de cada grupo de instrucciones, pasaremos de inmediato a utilizarlas confeccionando programas de aplicación totalmente eficaces

Si nuestra pretensión fuera elaborar un tratado teórico de BASIC, empezaríamos por definir ordenadamente todos y cada uno de los diversos comandos. Ya hemos adelantado que la orientación que queremos dar al Curso de BASIC no es ésta ni mucho menos; creemos que estarán de acuerdo en que la mejor forma de familiarizarse y llegar a dominar un lenguaje de programación es a través de la práctica. En consecuencia, no vamos a ajustarnos a un orden estricto, sino que describiremos los diversos comandos según se hagan necesarios para avanzar en el terreno práctico. ¡Y ya sin más dilación... veámonos las caras con un primer grupo de ocho comandos!

El comando REM

REM	Tipo: comando de programación Función: (Remark) observación, comentario
-----	--

Definición: Este comando no es ejecutado por el ordenador y se utiliza para introducir comentarios dentro del programa. El argumento que acompaña a REM puede ser cualquier palabra o frase, terminada con un retroceso de carro (CR).

Estructura:

REM	Texto alfanumérico
-----	--------------------

Ejemplos: 10 REM Programa BASIC
20 REM El valor de la tensión es:
30 REM Aplicación para el Junior

El texto que constituye el argumento de este comando no tiene que estar encerrado entre comillas ni entre cualquier otro tipo de símbolo. La única precaución a adoptar radica en que la instrucción termina al final de la línea. Por lo tanto, si el texto/argumento ocupa varias líneas, es preciso distribuirlo dentro de varias instrucciones REM. Desde luego, el texto que acompaña al comando REM no tiene porque ser «trascendente», puede consistir

simplemente en un subrayado o cualquier otro tipo de «adorno» que quiera incluir el programador.

50 REM *** Programa 1 ***
60 REM -----



El comando LET

LET	Tipo: comando de programación Función: asignar
-----	---

Definición: El comando LET se utiliza para asignar o atribuir expresiones numéricas o de cadena de caracteres a variables numéricas o string, respectivamente.

Estructura:

LET	Variable = Expresión
-----	----------------------

Ejemplos: 5 LET K7 = 26.8
10 LET B5 = 24*80/20
15 LET R\$ = "RESISTENCIA OHMICA"
20 LET V3 = B5 + 2340/54
30 LET AB = Z2

En los ejemplos se observan diversos tipos de asignaciones realizadas por medio del comando LET. La variable puede asociarse a un valor constante (número o cadena de caracteres, según el tipo de variable) o a una expresión matemática constituida por valores numéricos relacionados por operadores. Dentro de la expresión pueden intervenir incluso otras variables a las que previamente se ha asignado su valor. Los dos últimos ejemplos corresponden a dos instrucciones en las que intervienen otras variables en la expresión (zona derecha de la igualdad): dentro de una operación matemáticas (instrucción 20) o como único factor (instrucción 30). Una particularidad del comando LET es que, en la mayor parte de los dialectos BASIC (por ejemplo, en nuestro caso), puede suprimirse... ¡sí, eso es! puede prescindir totalmente de la palabra LET. En efecto, la instrucción:

45 LET T4 = 36.78
puede sustituirse por:
45 T4 = 36.78
¡Más facilidades para el programador!

BASIC

(3ª PARTE)

El comando END

END	Tipo: comando de programación Función: fin del programa
------------	--

Definición: El comando END constituye una instrucción sin necesidad de estar acompañado por argumento alguno. Se emplea para concluir la ejecución de un programa.

<i>Estructura</i>	END
-------------------	------------

Ejemplos: 90 END
1050 END

Poco cabe añadir acerca de este comando que de por sí constituye una instrucción completa, salvo que, a diferencia de lo que ocurre con el comando STOP que describiremos más adelante, no está acompañado por la impresión en pantalla de un mensaje de ruptura (BREAK IN LINE XX).

El comando RUN

RUN	Tipo: comando de control Función: ejecutar
------------	---

Definición: Arranca la ejecución del programa presente en memoria a partir de la instrucción cuyo número de línea figura en el campo de argumento. Si el comando RUN no se acompaña de argumento, la ejecución del programa se inicia en la primera instrucción del programa (número de línea inferior).

Estructura:

RUN	número de línea
------------	-----------------

Ejemplos: RUN 50
RUN 120
RUN

Dada su naturaleza de comando de control, RUN se utiliza a modo de instrucción directa: sin número de línea. Puede introducirse en el ordenador en cualquier instante en el que esté presente el indicativo (prompt) del intérprete BASIC.

El comando de control RUN provoca un borrado inicial de todas las variables en orden a que la ejecución del programa no arrastre ninguna condición inicial que pueda traducirse en una ejecución incorrecta.

El comando PRINT

PRINT	Tipo: comando de entrada/salida Función: imprimir
--------------	--

Definición: Imprime el valor de la expresión o expresiones que aparecen en la zona de argumento en la pantalla/impresora.

Estructura:

PRINT	Expresión/es
--------------	--------------

El argumento de las instrucciones PRINT

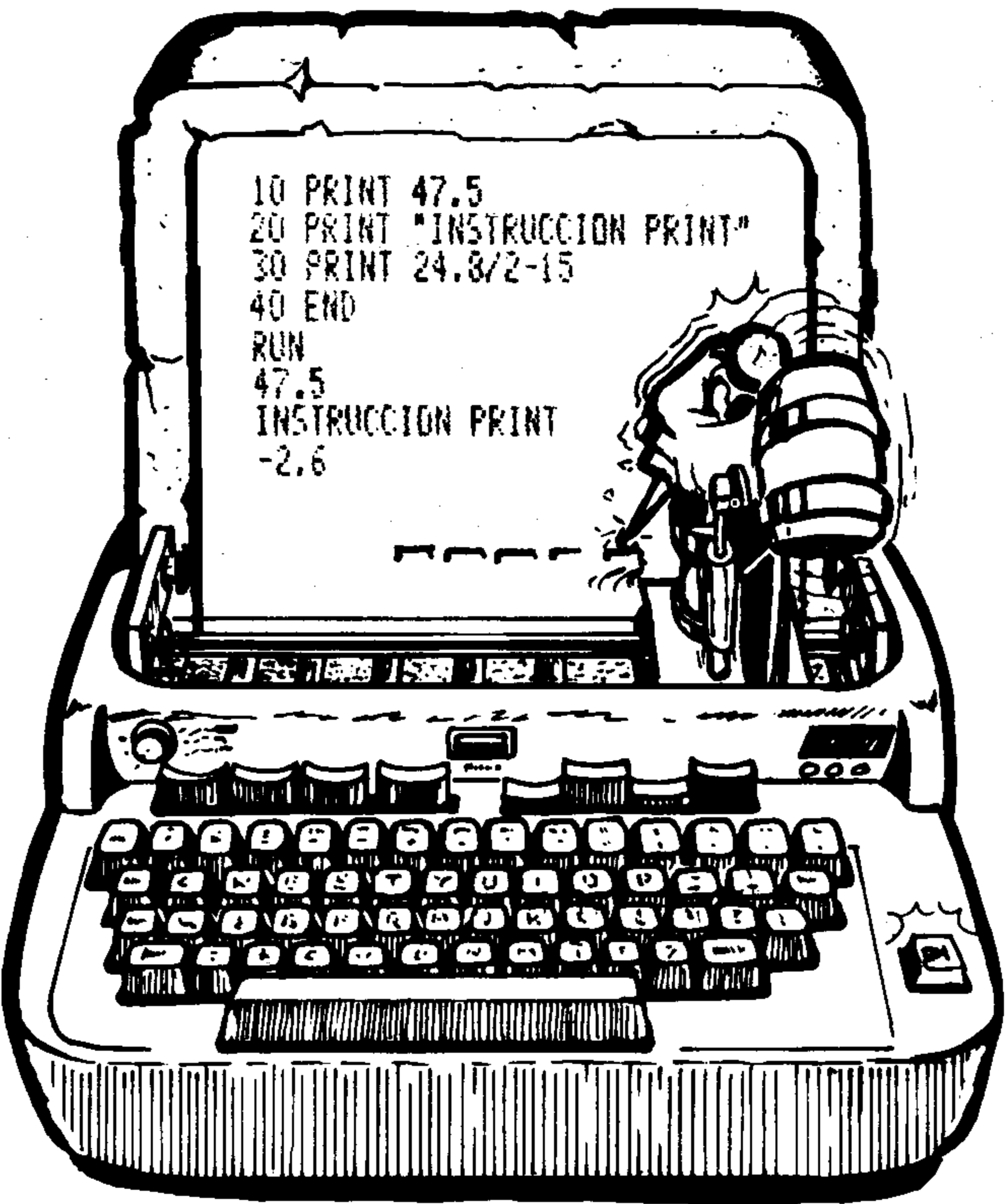
La expresión o expresiones del argumento pueden ser de diversos tipos:

- valores numéricos: 10 PRINT 47.6
- variables numéricas, cuyo valor ha sido previamente asignado: 15 PRINT K6
- variables de cadena de caracteres, con valor previamente asignado: 20 PRINT B1\$.
- cadenas de caracteres (encerradas entre comillas): 25 PRINT "EL RESULTADO ES"
- expresiones en las que intervienen operadores lógicos o aritméticos (se imprimirá el resultado): 30 PRINT 3.45/67*K6 + 5

Por otra parte, el argumento de una instrucción PRINT puede incluir varias expresiones separadas por determinados signos ortográficos que determinarán el formato de impresión.

Formatos de impresión

- a. Si la expresión o el valor a imprimir termina sin signo de puntuación —coma (,) o punto y coma (;)—, el ordenador efectúa un fin de línea y un retroceso de carro después de imprimir el valor de la expresión.



En el programa ejemplo, se observa que después de cada instrucción PRINT terminada sin signo de puntuación, el intérprete BASIC ejecuta un retroceso de carro y sitúa el cabezal de impresión al pie de la siguiente línea.

BASIC

3ª PARTE

b. Cuando el signo de separación entre dos expresiones es (;), el valor de la segunda expresión se imprimirá inmediatamente a continuación del valor de la primera. El signo (;) equivale a la desactivación de la orden de fin de línea y retroceso de carro que sigue a la ejecución normal de una instrucción PRINT.

El signo «punto y coma» puede también utilizarse para terminar una instrucción PRINT. Su efecto será mantener el punto de impresión en la misma línea, de tal forma que el próximo valor a imprimir, incluido en la siguiente instrucción PRINT, aparecerá a continuación del anterior. En el siguiente ejemplo, se ilustra la ejecución de un grupo de instrucciones PRINT. La ejecución de la instrucción 25 conduce al mismo resultado que la ejecución de las instrucciones 30, 35 y 40.

```

10 REM Ejemplo de ejecución
15 REM de instrucciones PRINT
20 LET R2=48/2*3-20
25 PRINT 3*4;"ELEKTOR";R2/4
30 PRINT 3*4;
35 PRINT "ELEKTOR";
40 PRINT R2/4
45 END
RUN
12 ELEKTOR 13
12 ELEKTOR 13
    
```

c. La coma (,) utilizada como signo separador entre las expresiones que constituyen el argumento de una instrucción PRINT, distribuye las sucesivas impresiones en campos de un determinado número de caracteres.

La distribución de zonas originada por el empleo de la coma es la que aparece en la figura 1. La longitud de línea convencional de 72 caracteres, se divide en 5 campos: los cuatro primeros de 15 caracteres cada uno y el quinto de 12 caracteres. El empleo de esta opción del comando PRINT es muy útil a la hora de construir tablas.

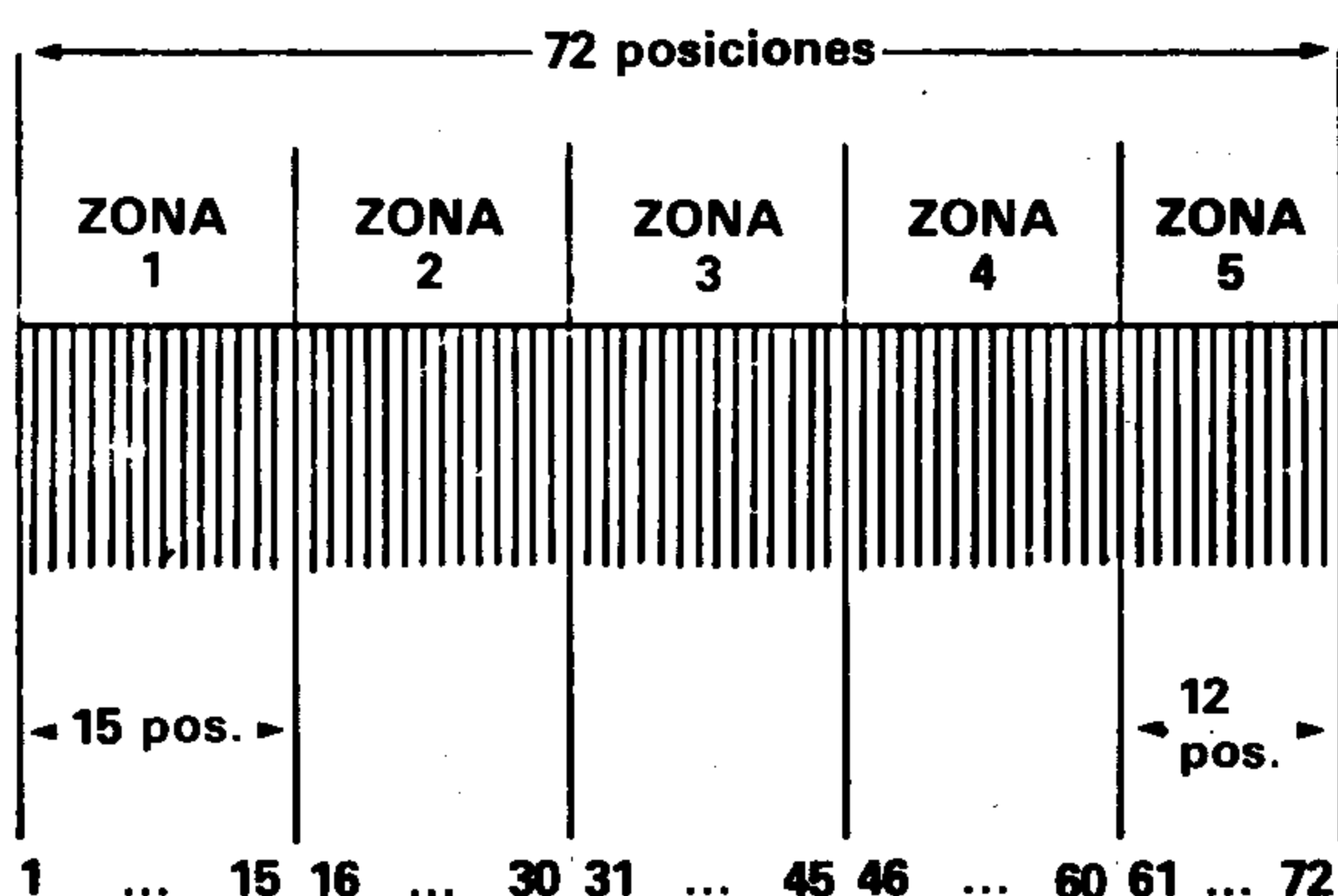


Figura 1. Distribución de zonas de impresión originada por el empleo de la coma en una instrucción PRINT.

Veamos cuál sería el resultado de la ejecución de la instrucción siguiente:

25 PRINT 345, "JUNIOR", 46.

El primer valor (345) se imprimirá en la primera zona de 15 caracteres, ocupando las posiciones 1, 2 y 3. El segundo texto a presentar en pantalla aparecerá en el segundo campo, en las posiciones 16, 17, 18, 19, 20 y 21. Por último, la impresión del valor 46 se hará en las posiciones 31 y 32 del tercer campo:

ZONA 1	ZONA 2	ZONA 3
— 15 pos. —	— 15 pos. —	— 15 pos. —
345	JUNIOR	46
123 15	16 ... 21 30	31 45 46 ...

d. Dentro de las particularidades del comando PRINT, cabe mencionar su empleo como único elemento de una instrucción, sin argumento. Así, por ejemplo, la instrucción 35 PRINT se ejecutará imprimiendo una línea en blanco. Al estar desprovista de argumento alguno, el intérprete BASIC ejecutará un fin de línea/ retroceso de carro, pasando el cabezal de impresión a la línea siguiente.

Un caso particular: el BASIC del Junior Computer

En el caso concreto del BASIC para Junior Computer, la actuación del intérprete ante la presencia de la coma en la instrucción PRINT difiere ligeramente de la indicada. La distribución de campos es la representada en la figura 2. La longitud de línea en este caso es de 64 caracteres y el número de campos o zonas de impresión es 7: los 6 primeros campos constan de 10 posiciones cada uno y el séptimo de cuatro posiciones.

ZONA 1	ZONA 2	ZONA 3	ZONA 4	ZONA 5	ZONA 6	Z 7
← 10 pos. →			← 10 pos. →			← 4 pos. →
1 ... 10	11 ... 20	21 ... 30	31 ... 40	41 ... 50	51 ... 60	61 ... 64

Figura 2. Distribución de zonas de impresión correspondientes a la instrucción PRINT del intérprete BASIC del Junior Computer.

Las normas que rigen la actuación del intérprete BASIC del Junior Computer, al encontrarse con comas en el argumento de las instrucciones PRINT, son las siguientes:

- Si las expresiones del argumento separadas por comas ocupan menos de 10 posiciones cada una, se im-

BASIC

3ª PARTE

pimirá cada una en una de las sucesivas zonas, llenando los espacios intermedios con blancos.

- Si algunas de las seis primeras expresiones del argumento ocupan más de 10 posiciones, las expresiones en cuestión se imprimirán ocupando cada una el número de campos oportuno (dos zonas si precisan hasta 20 posiciones, tres zonas si requieren entre 21 y 30 posiciones...). A su vez, si la expresión a imprimir en el séptimo campo requiere más de 4 espacios, ocupará también el primer campo de la siguiente línea para completar su impresión.
- Si la ejecución de la instrucción PRINT necesita más de una línea, proseguirá en la siguiente dividiendo zonas tal como se ha indicado en los dos puntos anteriores.

Veamos un ejemplo al respecto:

```
10 PRINT "CAPITAL" 240500
20 PRINT "TIPO DE INTERES",12.5
30 PRINT 567 1890 200 50
40 PRINT "BASIC", "JUNIOR", "COMPUTER"
50 END
RUN
CAPITAL    240500
TIPO DE INTERES    12.5
567        1890    200        50
BASIC200    JUNIOR    COMPUTER
```

El programa que sigue, resume las diversas posibilidades que ofrece el comando PRINT del intérprete BASIC del Junior Computer.

```
10 REM Programa de demostracion
15 REM del comando PRINT del
20 REM interprete BASIC del
25 REM Junior Computer
30 REM =====
35 REM ***** ELEKTOR *****
40 REM =====
50 LET A1=25
60 LET A2=2*2+6
65 LET B1$="DEMOSTRACION"
70 LET B2$="SE ACABO"
75 PRINT
80 PRINT B1$;"comando PRINT"
85 PRINT "=====
90 PRINT
95 PRINT 560,A1,A1/A2,A1+A2
100 PRINT A1+A2;
105 PRINT A1-A2;
110 PRINT 578.25
115 PRINT
120 PRINT "TENSION:";A2;"Voltios"
130 PRINT
135 PRINT "RESISTENCIA:";390;"Ohmios"
140 PRINT
140 PRINT "!" ;B2$;"LA";B1$;"!"
150 END
```

¡Bastante completo!... ¿no es cierto? Pues bien, veamos cuál es la respuesta del ordenador al recibir la orden de ejecutar el programa:

```
RUN
DEMOSTRACION comando PRINT
=====
560        25        2.5 35
250 15 578.25

TENSION: 10 Voltios

RESISTENCIA:        390      Ohmios

! SE ACABO LA DEMOSTRACION !
```

Como quiera que carecemos de espacio suficiente, no les va a quedar más remedio que imaginarse la zona derecha de la pantalla. El esfuerzo que se requiere no es excesivo... ¡al fin y al cabo, aparecerá totalmente en blanco!

Después de la descripción de este comando, es posible que el lector no versado en el tema se alarme ante la perspectiva de tener que asimilar un repertorio de comandos con tantas variantes y matices. Esta suposición debe descartarla de antemano ya que el comando PRINT es tal vez el más complejo, en cuanto a opciones, de todos los que intervienen en el repertorio de nuestro dialecto BASIC.

El comando READ

READ	Tipo: comando de entrada/salida Función: lectura de dato/s
------	---

Definición: El comando READ se utiliza para la lectura o captación de datos dentro de un programa. Actúa en conjunción con el comando DATA.

Estructura:

READ	variable/s
------	------------

Ejemplos: 10 READ A, B
20 READ A\$, B\$, C\$, D\$
30 READ R, S, T, U, V, W, X, Y, Z

El argumento que acompaña al comando READ dentro de una instrucción puede estar constituido por una o más variables separadas por comas. Las variables pueden ser tanto numéricas como de cadena de caracteres.

BASIC

3ª PARTE

El comando DATA

DATA	Tipo: comando de entrada/salida Función: dato/s
-------------	--

Definición: El comando DATA se utiliza para confeccionar las instrucciones complementarias de READ. Esta última incluye las variables cuya asignación se realiza por medio de los valores numéricos o cadenas de caracteres incluidos en el argumento de la instrucción DATA.

Estructura:

DATA	dato/s
-------------	--------

Ejemplos: 25 DATA 27, 45, 6, 10
30 DATA "TIC TAC", BASIC, VALOR

Actuación conjunta de las instrucciones READ... DATA

Tal como ya hemos indicado, ambas instrucciones (constituidas con los comandos READ y DATA) actúan de forma complementaria y se utilizan para captar datos en el transcurso de la ejecución de un programa. Veamos cuáles son las posibilidades que nos ofrecen y las condiciones a respetar.

- a. *Una instrucción READ (lectura) puede contener en la zona de argumento variables numéricas, variables de cadena de caracteres o variables de ambos tipos. Por ejemplo:*

Por ejemplo:

```
15 READ A, B1, C5, X
25 READ A1$, G$, Y6$
40 READ W, P3$, C9
```

- b. *Cada instrucción READ exige la presencia, al menos, de una instrucción DATA que aporte los datos. La lectura o captación de datos que se realiza al ejecutar la instrucción READ, consiste en la asignación de los datos que figuran en el argumento de DATA a las correspondientes variables especificadas en READ.*

Los datos deben aparecer en el mismo orden en el que son solicitados, o lo que es lo mismo, en el mismo orden en el que están situadas las correspondientes variables en la instrucción READ. Veamos lo que ocurre cuando el ordenador ejecuta el par de instrucciones siguientes:

```
10 READ A, B, C
35 DATA 15, 24.6, 210
```

Al ejecutar la instrucción READ, el intérprete BASIC buscará los datos o valores que debe otorgar a las variables numéricas A, B y C en la primera instrucción DATA que aparezca a lo largo del programa. En este caso concreto, la asignación de valores será:

A = 15; B = 24.6 y C = 210

- c. *Dentro de un programa BASIC puede existir una determinada zona que constituya un bucle, o lo que es lo mismo, que sea recorrida varias veces en el*

transcurso de la ejecución del programa. En estos casos, una misma instrucción READ puede utilizarse para aportar en cada recorrido nuevos datos a operar.

Supongamos, por ejemplo, que una zona del programa se ocupa de operar tres datos numéricos y que estos datos deben ser distintos cada vez que se recorra esta zona. En este caso, la instrucción READ puede ser idéntica a la que hemos utilizado en el ejemplo anterior. No obstante, la instrucción DATA complementaria debe incluir tantos grupos de 3 datos como sean necesarios. En el caso de que la zona en la que interviene la instrucción READ A, B, C haya que recorrerla en tres ocasiones, con datos distintos cada vez, el par READ...DATA puede quedar como sigue:

```
10 READ A, B, C
35 DATA 24, 35, 2, 46, 5, 78, 567, 90, 45
```

Los datos que se leerán en cada uno de los tres recorridos de ejecución que se realizarán sobre la instrucción READ, serán los siguientes:

Recorrido 1	Recorrido 2	Recorrido 3
A = 24	A = 46	A = 567
B = 35	B = 5	B = 90
C = 2	C = 78	C = 45

Si manteniendo estas mismas instrucciones READ... DATA, se recorriera el lazo de programa más de tres veces, el intérprete BASIC trataría de leer más datos de los que existen en DATA y se produciría una condición de error que el ordenador comunicará al usuario por medio de un mensaje en pantalla.

Por supuesto, existe otra solución, que es la de incluir tres instrucciones DATA, cada una con un grupo de tres datos. Sin embargo éste no es un procedimiento conveniente debido a que incrementaría inútilmente la longitud del programa en dos instrucciones más ¡Al igual que en todo, la economía «de instrucciones» es un objetivo prioritario de cualquier programador que se precie!

La lectura de varios grupos de datos por medio de una misma instrucción READ se detallará en la práctica con ocasión del estudio de las instrucciones BASIC destinadas a crear bucles de programa.

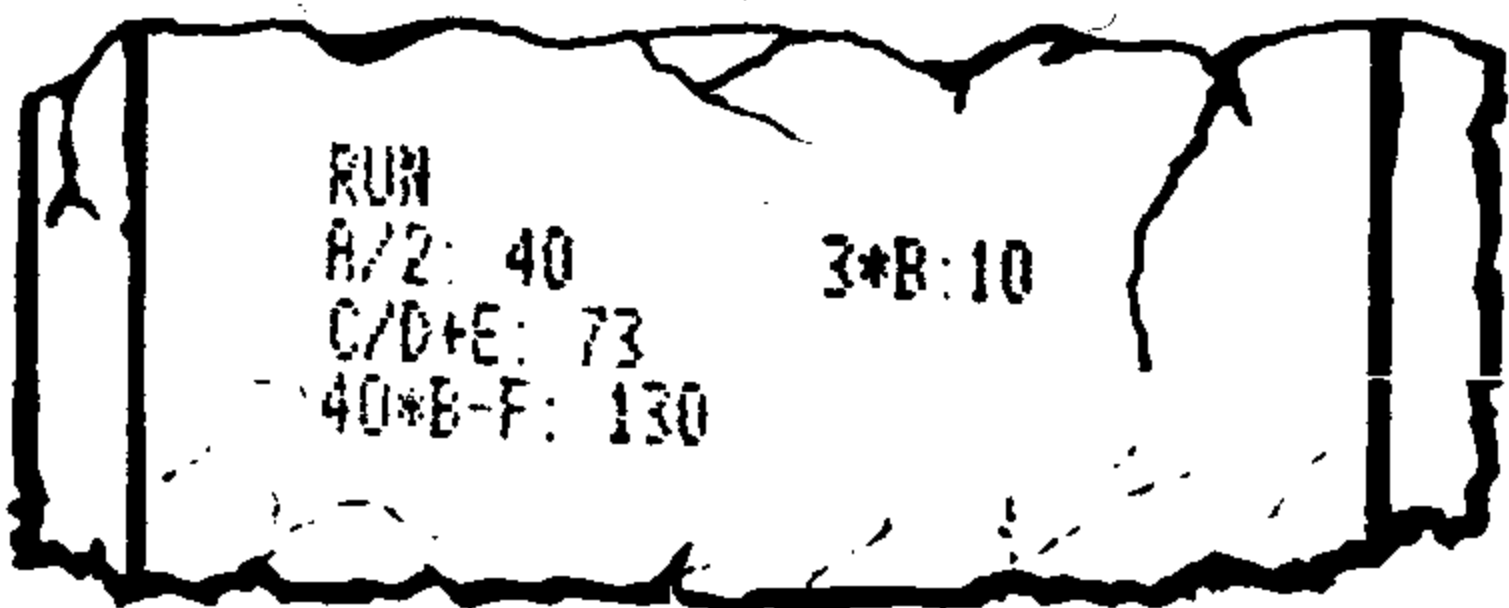
Otra particularidad de este par de instrucciones de lectura es que pueden utilizarse varias instrucciones READ afectando a una misma instrucción DATA. Por ejemplo, en el programa siguiente se realizan sucesivas lecturas de datos aportados por la misma instrucción DATA.

```
10 READ A, B
20 PRINT "A/2: "; A/2, "3*B: "; 3*B
30 READ C, D, E
40 PRINT "C/D+E: "; C/D+E
50 READ F
60 PRINT "40*B-F: "; 40*B-F
70 DATA 80, 4, 63, 3, 52, 30
80 END
```

BASIC

(3ª PARTE)

Su ejecución conduce al resultado siguiente:



Lectura de cadenas de caracteres

La asociación READ... DATA puede también utilizarse para leer «strings» o cadenas de caracteres. La única diferencia que aparece respecto a la lectura de datos numéricos es que las variables del argumento de READ deben ser variables de cadena de caracteres. Existen dos formas de incluir las cadenas de caracteres en la instrucción DATA:

1. Encerradas entre comillas:

```
50 DATA "NUMERO", "PING PONG", "TEN-  
SION:RESISTENCIA"
```

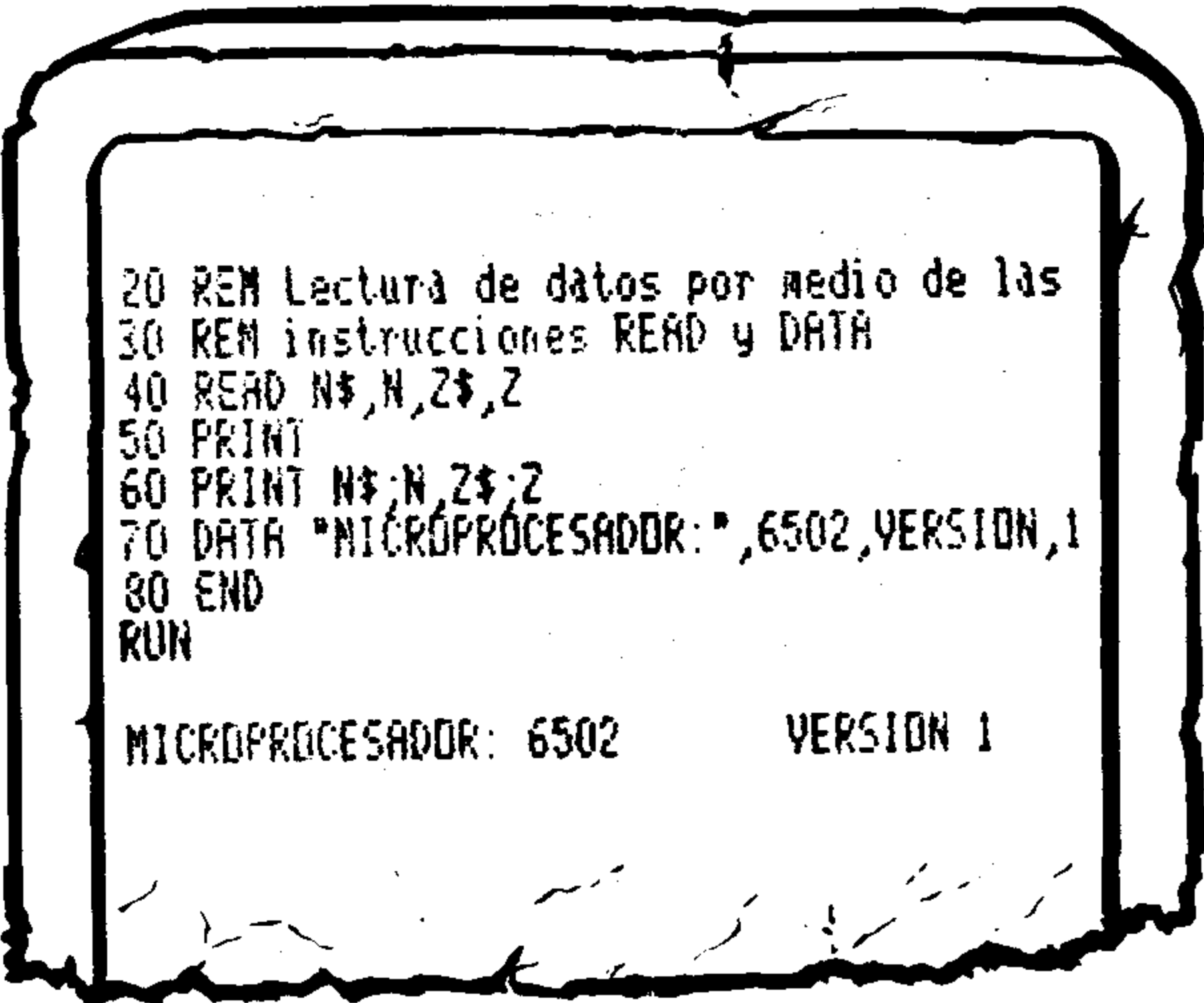
Si se encierran entre comillas, las cadenas de caracteres pueden incluir espacios en blanco y los signos (,) y (:).

2. En expresión directa:

```
65 DATA CAPITAL, REDITO, TIEMPO
```

Si se utiliza esta segunda opción, las cadenas de caracteres se expresan igual que los valores numéricos (sin comillas) y no pueden incluir espacios en blanco ni los signos (,) y (:), dentro de la cadena.

Veamos un ejemplo:



La instrucción RESTORE

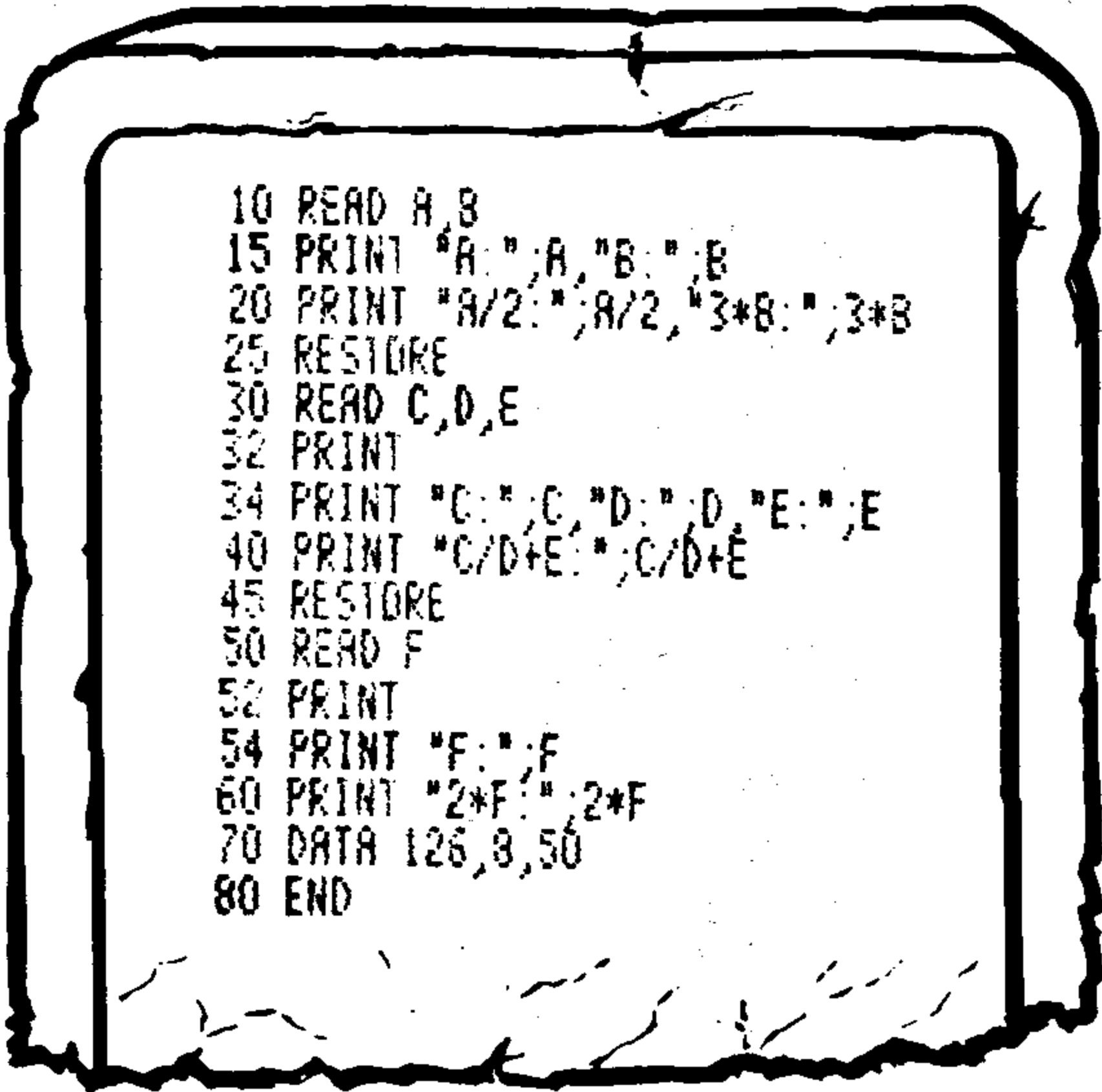
RESTORE	Tipo: comando de programación Función: restaurar
---------	---

Definición: Este comando constituye de por sí una instrucción completa al no existir campo de argumento. Se utiliza para restaurar las condiciones iniciales de lectura. Después de ejecutar la instrucción RESTORE, el próximo dato que se leerá será el primero que figura en la instrucción DATA, a continuación el segundo y así sucesivamente.

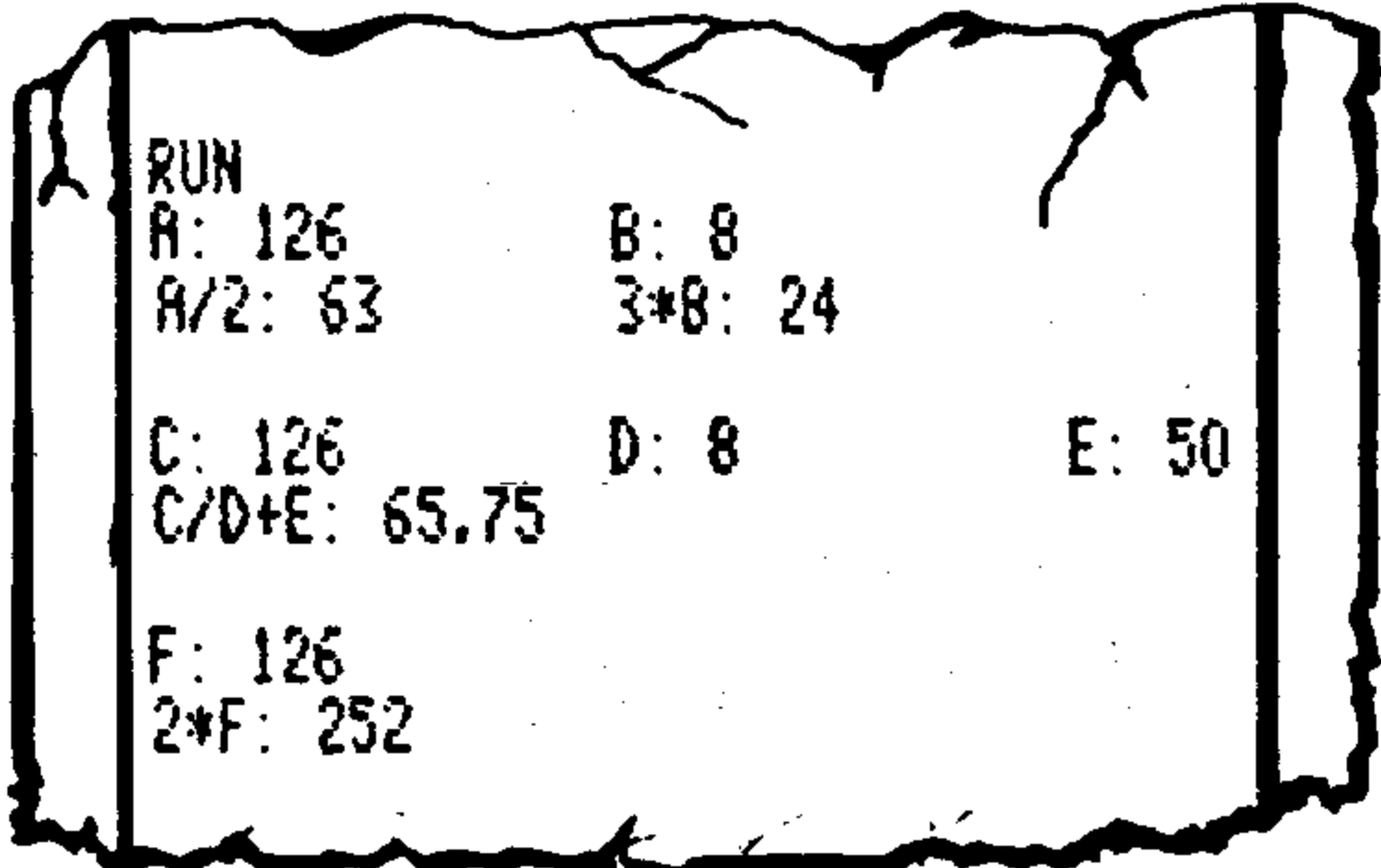
Estructura: **RESTORE**

Ejemplos: 60 RESTORE
340 RESTORE

Tal como se observa en el siguiente programa ejemplo, el comando RESTORE, puede repetirse cuantas veces sea necesario restaurar las condiciones de lectura de los valores DATA.



Al ejecutar el programa, observamos que con las sucesivas instrucciones RESTORE, los mismos datos que figuran en DATA se asignan sucesivamente a diversas variables. En cada caso, los datos se toman en estricto orden y de izquierda a derecha.



BASIC

3ª PARTE

Un poco de práctica...

A pesar de que a estas alturas no podemos ya considerarnos neófitos en el tema, hay que reconocer que con este primer grupo de ocho comandos es más bien poca la soltura «idiomática» de que disponemos ¡tampoco hay por qué alarmarse!... ¡aún nos quedan por estudiar otros 46 comandos!

En cualquier caso, si estamos en condiciones de empezar a escribir programas con algún sentido práctico. Para demostrarlo, vamos a elaborar un par de programas de aplicación, que aunque elementales pueden servirle perfectamente de modelo por si se decide a ejercitar sus dotes de programador.

Para empezar con buen pie, antes de escribir la secuencia de instrucciones, dibujaremos el ordinograma correspondiente a la aplicación.

Programa 1

Presentación:

Se trata, simplemente, de escribir un programa que calcule la suma y la media aritmética de un grupo de 8 números

Ordinograma:

La secuencia lógica de operaciones a programar se reduce a la lectura de los datos, al cálculo de la suma, al cálculo de la media aritmética y a la presentación de los resultados.

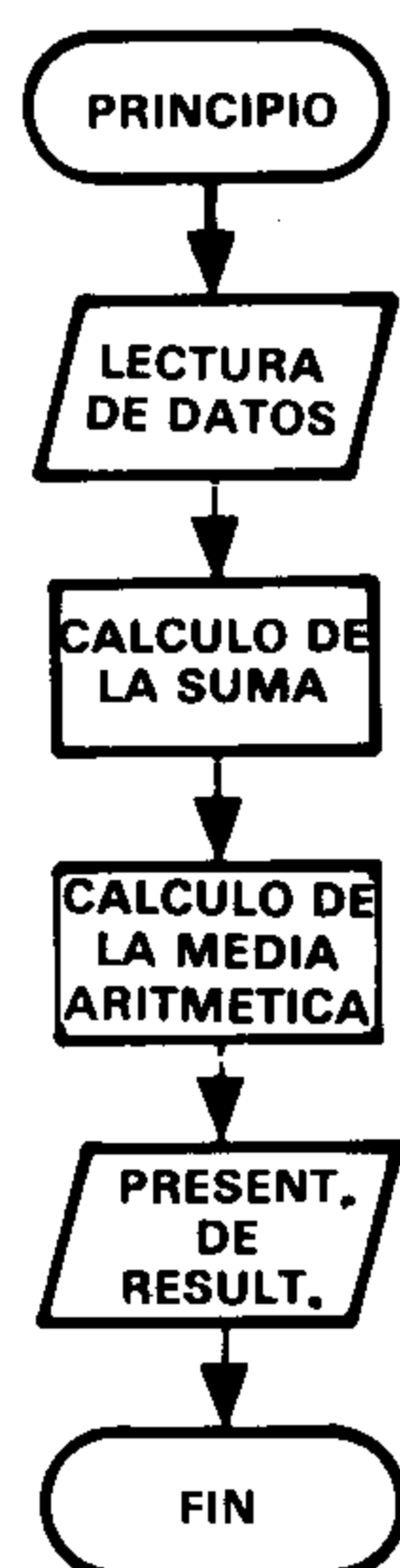
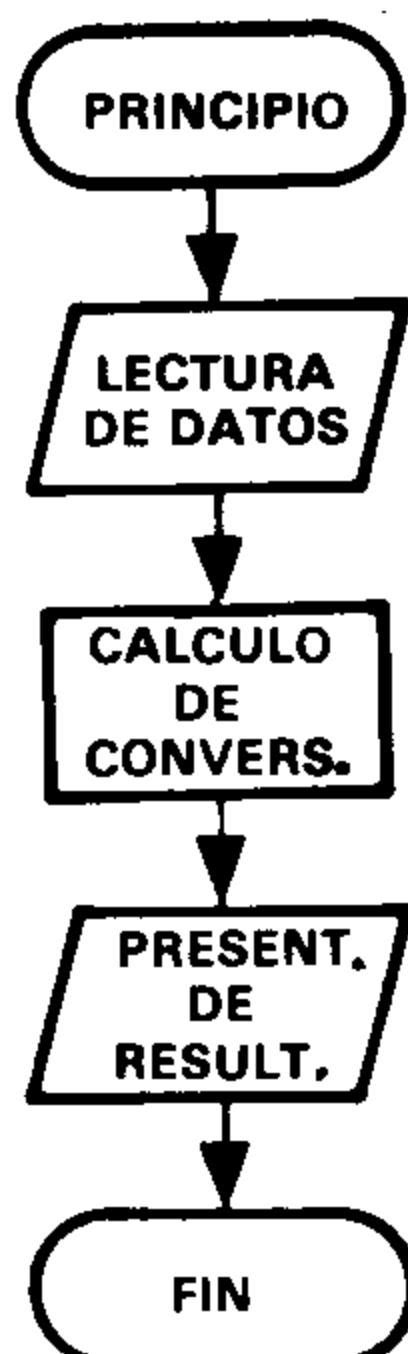


Figura 3. Ordinograma correspondiente al programa para el cálculo de la suma y media aritmética de un conjunto de números.

Figura 4. Ordinograma asociado al programa para la conversión de unidades de trabajo.



El programa

Salvo algunos comentarios y adornos adicionales (instrucciones 10, 20, 30 y 40), el programa está en perfecta

consonancia con el ordinograma elaborado. La lectura de datos se realiza en la instrucción 50 y el cálculo de la suma y media aritmética en las instrucciones 60 y 70 respectivamente. Finalmente, la presentación del grupo de números que intervienen en los cálculos, así como los resultados, corre a cargo de las instrucciones 90 a la 120.

```

10 REM Programa para el calculo de la
20 REM suma y media aritmetica de un
30 REM conjunto de 8 numeros.
40 REM -----
50 READ N1,N2,N3,N4,N5,N6,N7,N8
60 LET S=N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7+N8
70 LET A=S/8
80 PRINT
90 PRINT "GRUPO DE NUMEROS:"
100 PRINT N1,N2,N3,N4,N5,N6,N7,N8
110 PRINT "LA SUMA ES:";S
120 PRINT "Y LA MEDIA ARITMETICA:";A
130 DATA 24,678.56,90,5,64,31,67.8,52.9
140 END
  
```

RUN

```

GRUPO DE NUMEROS:
24 678.56 90 5 64 31 67.8 52.9
LA SUMA ES:
Y LA MEDIA ARITMETICA:
  
```

Este mismo programa podemos emplearlo para realizar el mismo cálculo sobre cualquier otro grupo de ocho números. Para ello, simplemente tendremos que reescribir la instrucción 130 (DATA) incluyendo la serie de números que estimemos oportuno... al introducir el comando RUN el ordenador hará el resto con eficacia y rapidez.

Programa 2

Presentación:

¡Para los que ya se hayan olvidado de sus lecciones de Física! Se trata, en este caso, de crear un programa capaz de leer datos expresados en «Julios» (unidad de trabajo) y transformarlos en la unidad correspondiente en otros sistemas de medida; a saber: Ergios, Electron-voltios y U.M.A.

Ordinograma:

Aunque presente una gran similitud con el anterior, vamos a trazar el ordinograma adecuado para resolver esta aplicación (ver figura 4).

Programa:

Incluidos adornos y comentarios, éste es el programa resultante (por supuesto, caben otras múltiples variantes capaces de realizar la misma tarea).

Al igual que el ejemplo anterior, este programa puede ejecutarse con valores distintos sin más que reescribir la instrucción 130 (incluyendo el nuevo valor) e introducir el comando RUN.

BASIC

(3ª PARTE)

```

10 REM Programa para la conversion de
20 REM datos expresados en "Julios" a
30 REM "Ergios", "Electron-Voltios" y "U.M.A."
40 REM -----
50 READ J
60 LET ER=J*1E+07
70 LET V=J*6.248*1E+18
80 LET R=J*1.07E-09
90 PRINT
100 PRINT "JULIOS", "ERGIDS", "E.VOLT.", "U.M.A."
110 PRINT "=====", "=====", "=====", "====="
120 PRINT J, ER, V, R
130 DATA 8.25
140 END
RUN

```

JULIOS	ERGIDS	E.VOLT.	U.M.A.
8.25	82500000	5.155E+19	8.8275E-09

Respuestas al CUESTIONARIO de la 2.ª parte

1. El intérprete BASIC es un programa que no debe ser modificado ni borrado durante el funcionamiento habitual del micro-ordenador. Por consiguiente, para garantizar su protección no es oportuno almacenarlo en memoria RAM.

2. 4.665E-04; -5.6457642E+11; 7.80086756E-06

3. 9864,65: incorrecto. En el lenguaje BASIC no existe coma decimal sino que se sustituye por el punto.

-6764587623: incorrecto, tiene más de nueve cifras. Hay que precisar que aún a pesar de que excede del número de cifras permisible, el ordenador lo aceptará redondeándolo a nueve cifras significativas.

645 8356: incorrecto, un número no puede incluir espacios intermedios.

4. a) $3*2 + 5|2 - 8/4 = 29$
b) $10 - 24/3/2*(5+4) = -26$

5. Desde luego, todos los ejemplos son incorrectos... ¡veamos por qué!

a) 1 0 PRINT -18,56: El número de línea no puede incluir espacios en blanco y la coma debe sustituirse por el punto decimal (10 PRINT -18,56).

b) 140 T0\$=ELEKTOR: El valor asignado a una variable de cadena de caracteres tiene que estar encerrado entre comillas (140 T0\$="ELEKTOR").

c) 150 PRINT 2.56E-1.6: La zona de exponente sólo admite números enteros (150 PRINT 2.56E-16).

d) 160 CR\$=2845,09: No puede asignarse un valor numérico a una variable de cadena de caracteres. Además nos encontramos de nuevo con una coma decimal en lugar del punto (160 CR\$="2845,09" ó 160 CR=2845,09).

e) 170 V4=" -4356,87": El valor asignado a una variable numérica no debe encerrarse entre comillas... y de nuevo aparece la coma decimal (170 V4= -4356.87 o 170 V4\$=" -4356,87").

En los dos últimos casos, si la expresión numérica se utiliza como simple cadena de caracteres (encerrada entre comillas) es admisible el empleo de coma.

Cuestionario (3.ª parte)

- ¿Para qué se utilizan las instrucciones REM?
- Dentro de un programa BASIC aparece la siguiente instrucción READ: 20 READ K1, K2, K3, K4. ¿Qué sucederá en el caso de que la instrucción DATA complementaria sea:
a) 50 DATA 24, 56, BASIC, 578
b) 60 DATA 78.5, 46, 35, 67, 90
c) 70 DATA 35, 80, 36
d) 80 DATA 60, 45.3, 67, 100, RESULTADO
- ¿Cuál será el resultado de la ejecución del siguiente programa BASIC concebido para el Junior Computer?

```

10 LET A=578.6-48/(24+27.8)*2.5
20 PRINT
30 PRINT "CALCULO MATEMATICO:", A, A/8,
40 PRINT A*5, "A-24.5", 240.45678590
50 END

```

4. Empleando el comando LET escribir las instrucciones capaces de realizar los siguientes cálculos:

- | | |
|---|---|
| a) $\frac{A + B \cdot C}{20 \cdot 4 \cdot D}$ | b) $\frac{A}{C} + \frac{C \cdot D/6}{E \cdot A \cdot 46}$ |
| c) $\frac{A^B \cdot C}{D/5 - A}$ | d) $50A - 4.52 \frac{25}{C^7}$ |
| e) $B \cdot \left(\frac{C}{D}\right)^{x-1}$ | f) $A^{2/C} \cdot B^{1/A} \cdot C^{-20}$ |

5. A ver que tal se les da elaborar un programa que calcule el interés que le van a proporcionar sus ahorros (capital), en el caso de que opte por depositarlos en el Banco de la esquina durante 1 año y medio (tiempo) y a un tipo de interés (rédito) del 14,28%.

¡Vamos a ayudarles un poco! Para el lector que no ande muy ducho en el tema, cabe añadir que el interés se calcula por medio de la siguiente fórmula:

$$I = \frac{C \cdot r \cdot t}{100} \text{ en donde:}$$

I=interés (en ptas.)

C=capital depositado (en ptas.)

r=rédito o tipo de interés anual (en %)

t=tiempo (en años)

Nota: si por casualidad su Banco de la esquina opera con el tipo de interés que indicamos, le agradeceremos encarecidamente que nos lo comunique... ¡menuda sorpresa nos vamos a llevar!

El tacómetro se convierte en un instrumento indispensable cuando se requiere encontrar la hélice idónea para cualquier motor dado. Cada hélice tiene unas características técnicas que indican el rendimiento óptimo en relación con su velocidad (rpm.). Por consiguiente, tiene gran importancia la forma de medir su velocidad. Un método mecánico resultaría costoso y bastante complicado de llevar a la práctica. La única forma segura de conseguir una alta prestación con un coste relativamente bajo es el empleo de un circuito electrónico. La velocidad de la hélice puede determinarse con la utilización de componentes optoelectrónicos. Una indicación analógica puede obtenerse por medio de un instrumento de bobina móvil o, si se prefiere una visualiza-

ción digital, mediante un display digital. El coste determinará qué método ha de emplearse.

El circuito

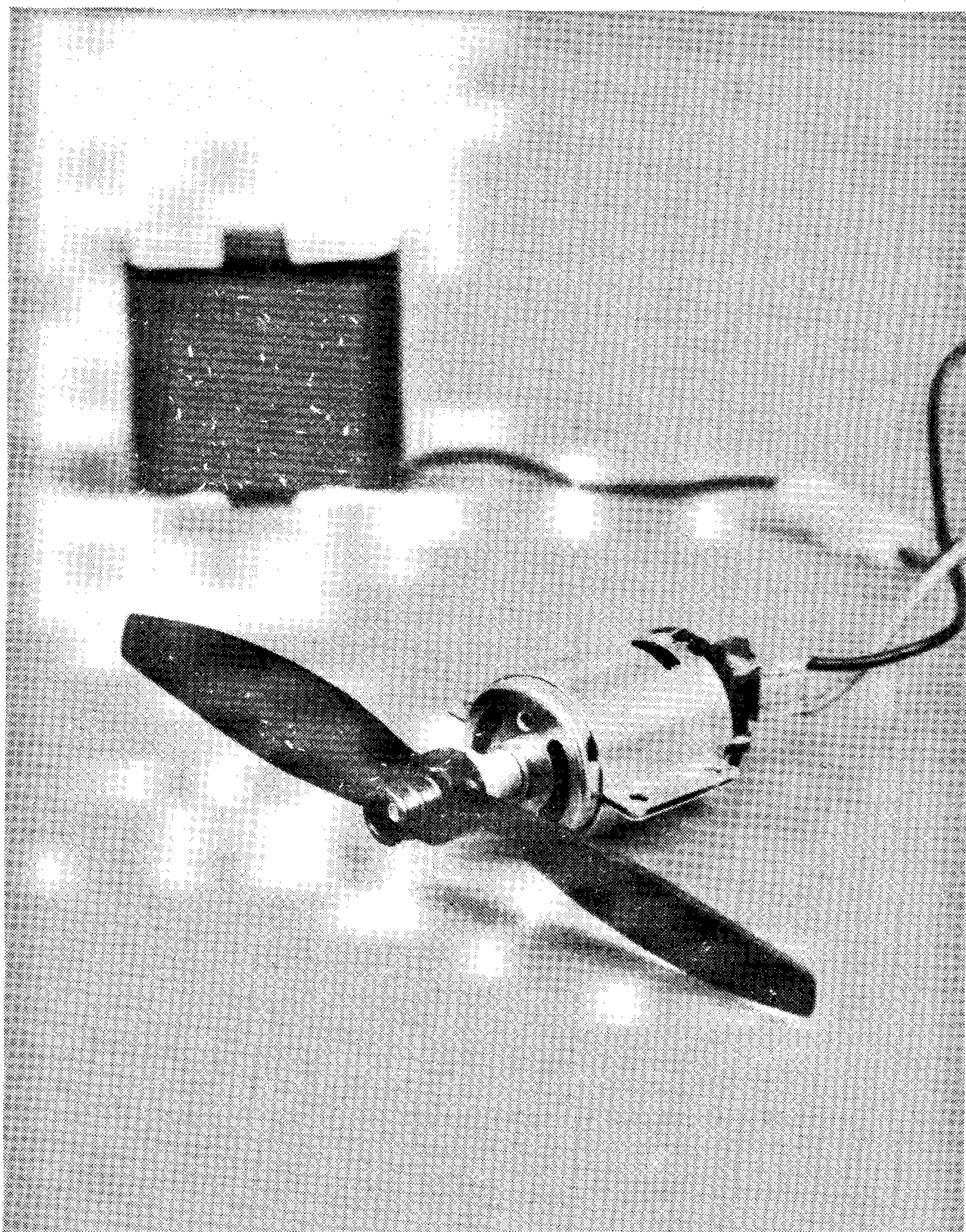
Comencemos por la parte más sencilla del esquema de la figura 1. Hemos elegido alimentar el montaje a partir de una pila de 9 V., pues el circuito está concebido para utilizarse en el campo. El consumo de corriente queda sorprendentemente limitado a una magnitud muy admisible (5 mA aprox.), ya que el diodo Zener D13 está alimentado por una corriente constante.

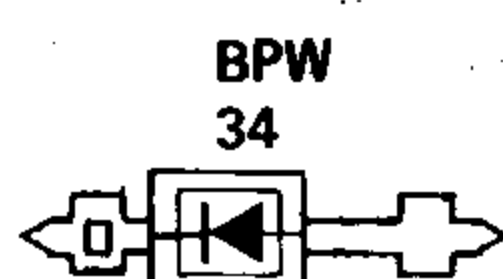
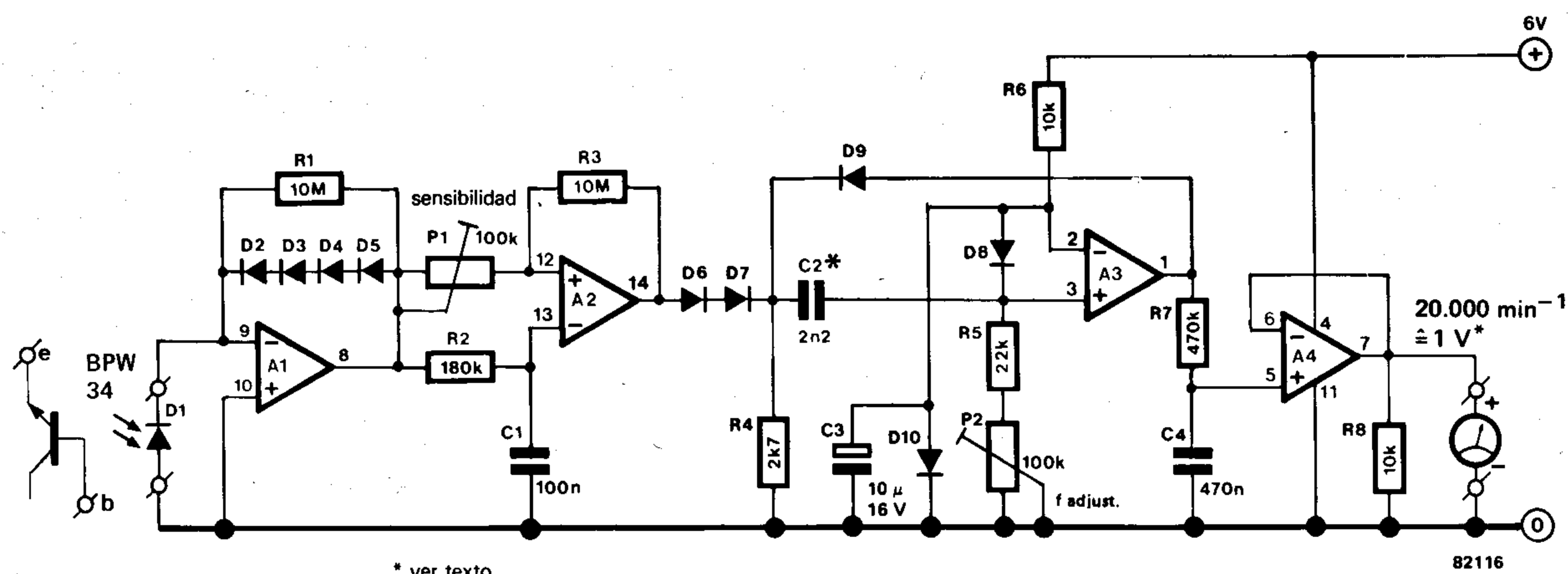
A1 es un amplificador operacional destina-

tacómetro para aeromodelismo

una solución para los aeromodelistas exigentes!

No cabe duda de que en aeromodelismo se tiende más a la mecánica que a la electrónica. A ello contribuye el hecho de que los emisores-receptores de telemando suelen considerarse como meras «cajas negras» e incluso las baterías suelen suministrarse ya montadas. No obstante, hay aeromodelistas que quisieran construirse sus propios dispositivos y como entre ellos figuran algunos de nuestros lectores, pretendemos atender a sus demandas dedicando este artículo a uno de los componentes más interesantes en la actividad aeromodelista: el tacómetro.





A1 ... A4 = IC1 = μ A 324
D2 ... D12 = DUS

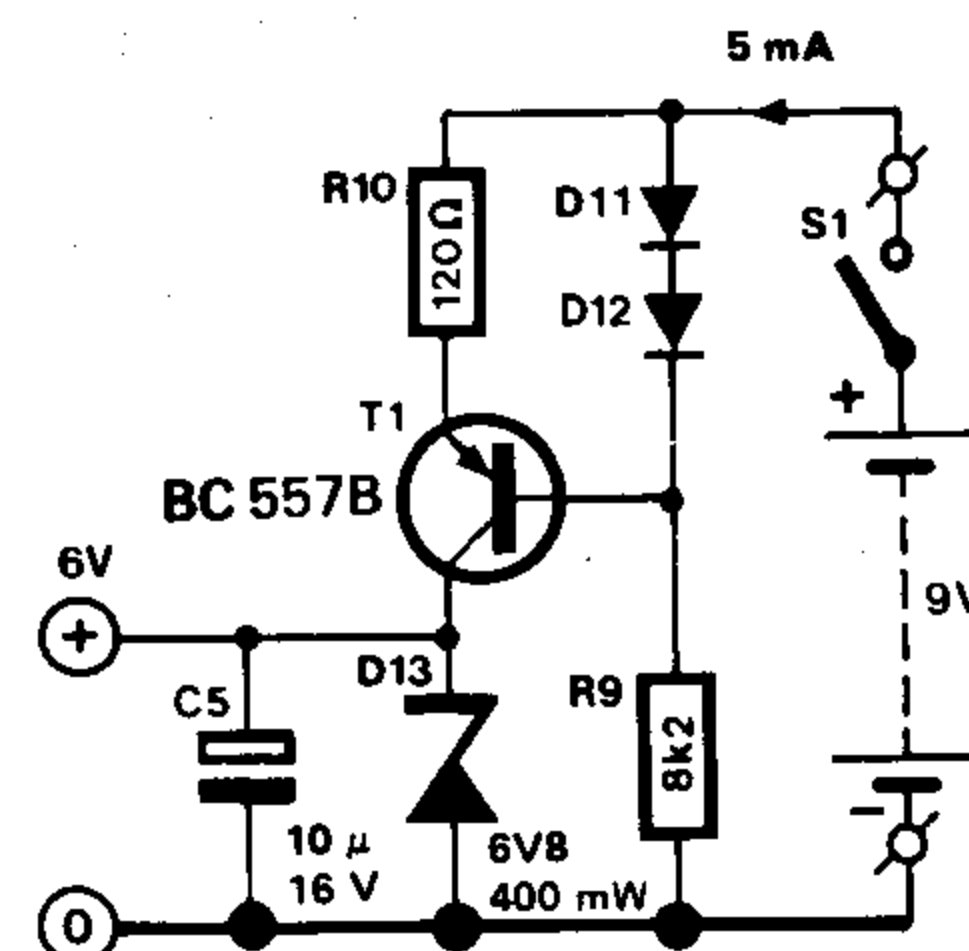


Figura 1. El tacómetro está constituido por cuatro subconjuntos: A1 es el amplificador de luminosidad, A2 es el disparador de Schmitt, A3 es el multivibrador monoestable convertidor de frecuencia/tensión y A4 es el buffer de salida. Si el aparato está destinado a utilizarse sólo en exteriores, se podrá sustituir el diodo D1 por un fototransistor. La tensión de salida máxima podrá adaptarse al indicador elegido modificando el valor de C2.

do a amplificar la corriente producida por la luz que incide sobre el fotodiodo D1. El montaje reacciona, en efecto, a la luz incidente ambiental. Cuando una hélice está girando delante del fotodiodo, este último se someterá alternativamente a una iluminación más o menos intensa, que dependerá en forma directamente proporcional a la velocidad del motor. Es recomendable colocar una hélice de color oscuro contra un fondo claro y viceversa. En el bucle de realimentación de A1 se incluyen diodos para asegurar que su ganancia sea logarítmica para compensar los cambios en los niveles de la luz ambiental. R1 sirve para estabilizar a A1 cuando la luz alcanza el diodo, ya que canaliza la realimentación.

Si el circuito está destinado a utilizarse solamente en exteriores, el diodo puede sustituirse por un fototransistor conectado como un diodo (base y emisor solamente). Este transistor no es tan sensible como el diodo, pero trabajará fiablemente con luz diurna normal. Se recomienda encarecidamente que, incluso cuando se utilice el circuito en interiores, los lectores confíen en la luz diurna o de una linterna, preferiblemente a la luz del recinto, pues esta última podría influir sobre la exactitud del circuito. Las fluctuaciones de 100 Hz (que se producen en los tubos electroluminiscentes) tienden a falsear las medidas.

El amplificador operacional A2 actúa como un comparador y disparador Schmitt y convierte las señales procedentes de A1 en impulsos de onda cuadrada para el circuito convertidor de frecuencia/tensión, basado en A3. La sensibilidad de esta etapa se ajusta con P1, con la mayor sensibilidad en el ajuste más bajo. El montaje será más sensible cuanto más débil sea la histéresis.

Dicho de otro modo, cuanto más bajo es el umbral de conmutación ($P1 \rightarrow 0$), tanto mayor es la sensibilidad, lo que trae consigo que se detecten señales más pequeñas por parte de A2.

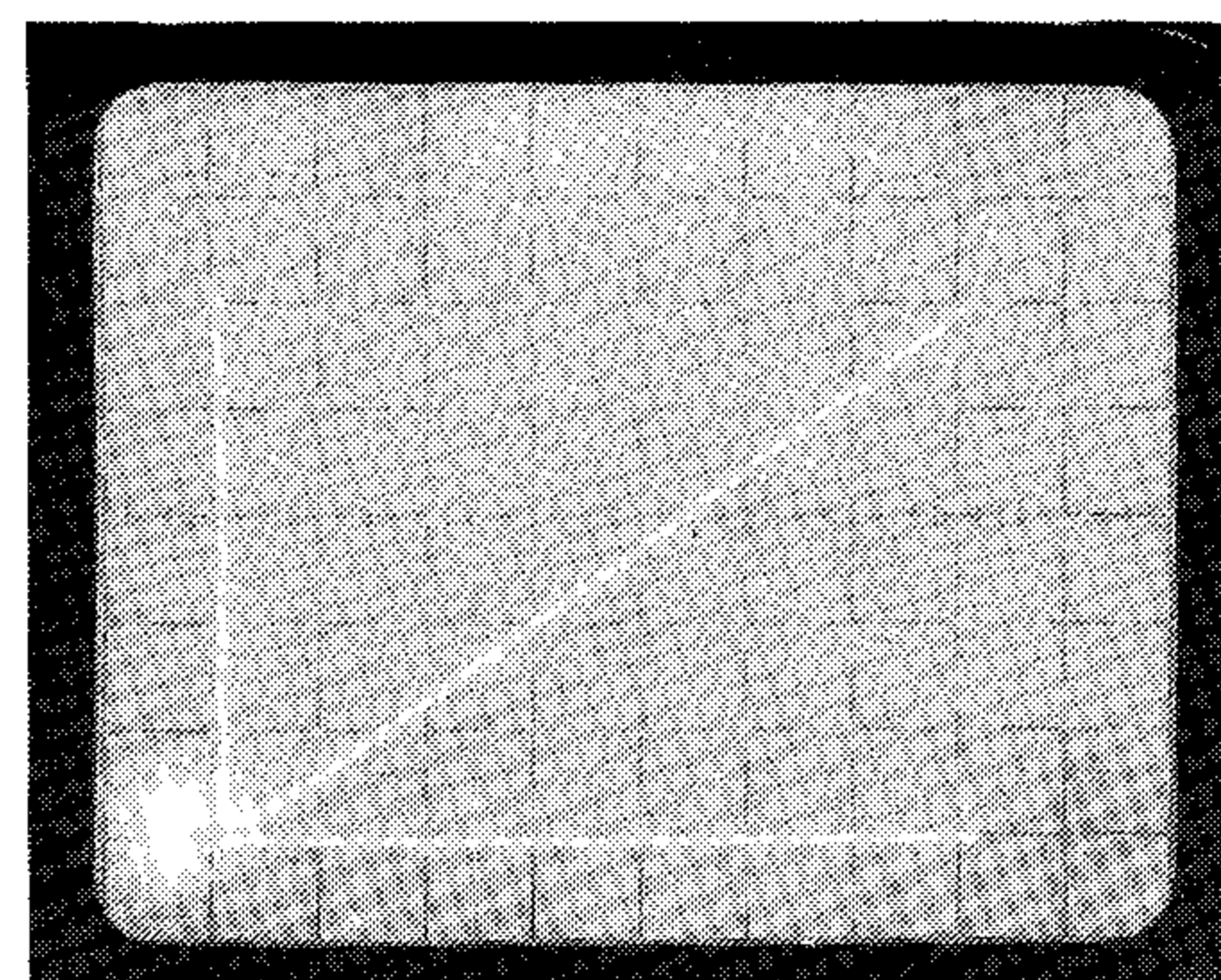
La parte siguiente del esquema es claramente más compleja. Se trata del convertidor frecuencia/tensión. El principio de funcionamiento no es, en sí mismo, muy complicado. Esencialmente, se trata de un multivibrador monostable disparado por los impulsos de salida procedentes del disparador de Schmitt A2. Cada impulso se diferencia por medio de la red constituida por C2/R5 + P2. La salida del amplificador operacional A3 pasará a nivel lógico alto cuando el impulso en su entrada no inversora alcance el mismo valor que el de su entrada inversora (negativa), con lo que circulará una corriente a través de D9. Por consiguiente, el condensador C2 se descargará hasta que la tensión en la entrada no inversora caiga por debajo de la existente en la entrada inversora. El amplificador operacional «basculará» y el impulso siguiente podrá disparar, a su vez, al multivibrador.

En lo que respecta al funcionamiento del resto de los componentes, basta decir que sirven para el desarrollo efectivo del proceso que acabamos de describir, de modo que en la salida de A3 haya un impulso que sea proporcional al impulso de entrada y al valor de C2. En efecto, a partir de aquí se inicia el proceso real de la conversión frecuencia/tensión: C4 se carga hasta una tensión que depende de la duración del impulso, del que acabamos de hablar. Esta tensión sirve de patrón para la frecuencia de los pulsos de entrada del tacómetro. Dicho de otro modo, este nivel de tensión

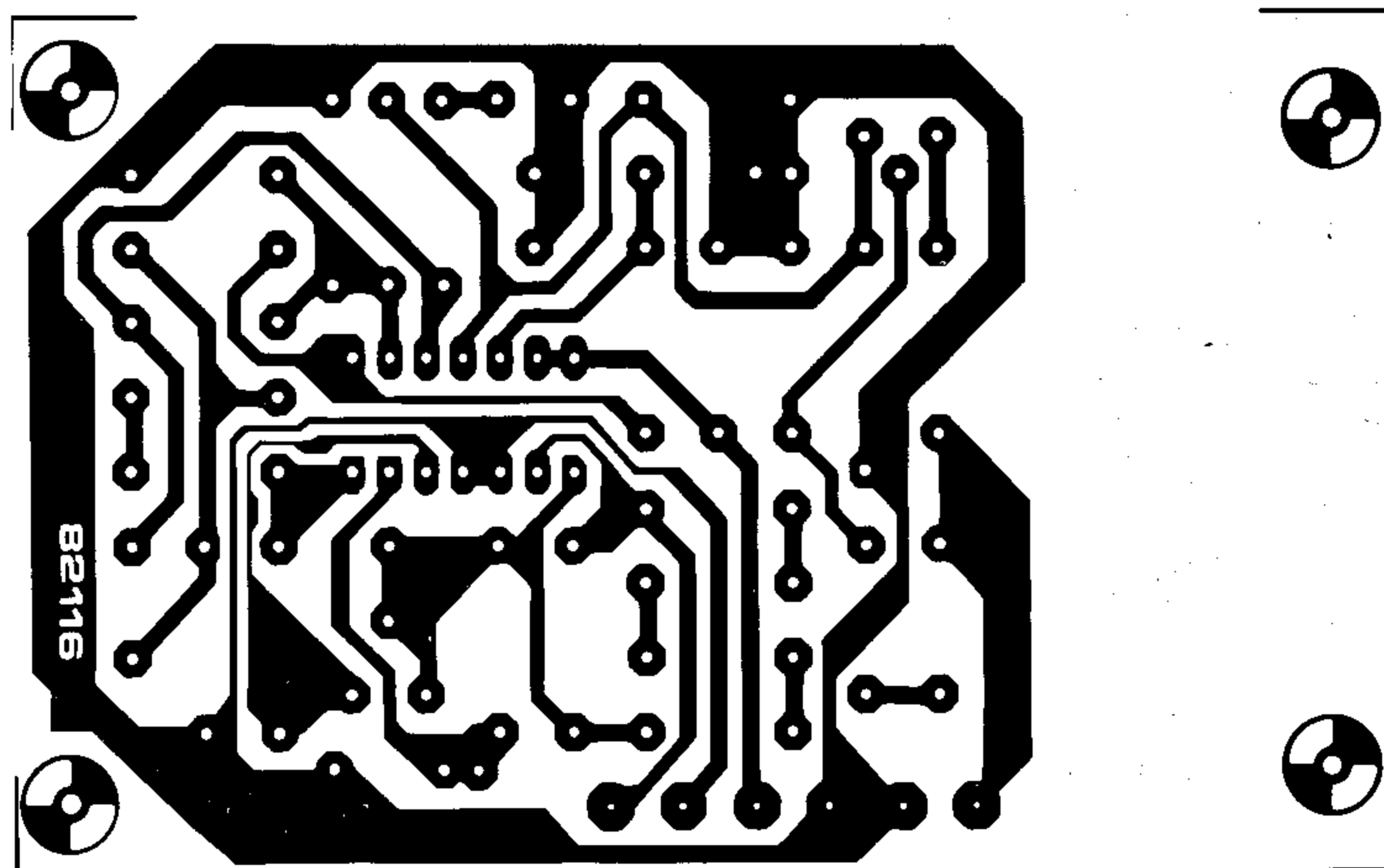
es proporcional a la frecuencia del cambio de la luz incidente sobre el fotodiodo (la entrada al tacómetro) y por consiguiente, a la velocidad del motor.

En la etapa final, el amplificador operacional A4 actúa como un buffer con la carga de 10K (R8). Por consiguiente, la salida estará dentro de la gama de tensión continua de 0 a 1 V. Dicha tensión de salida es función de la frecuencia de la señal de entrada y del valor del condensador C2.

En la fotografía 1 se muestra la curva característica del tacómetro. El eje horizontal indica el número de revoluciones y el eje vertical la tensión. Como puede observarse, existe una buena relación lineal entre ambas magnitudes.



Fotografía 1. La característica de salida del tacómetro es lineal. la escala horizontal es de 100 Hz (300 rpm) por división y la vertical es de 200 mV/div.



Lista de componentes:

Resistencias:

R1, R3 = 10 M
 R2 = 180 k
 R4 = 2k7
 R5 = 22 k
 R6, R8 = 10 k
 R7 = 470 k
 R9 = 8k2
 R10 = 120 Ω
 P1, P2 = 100 k ajustable

Condensadores:

C1 = 100 n
 C2 = 2n2*
 C3, C5 = 10 μ /16 V
 C4 = 470 n

* ver texto

Semiconductores:

D1 = BPW 34 (Electrovalue)
 o fototransistor
 D2... D12 = DUS
 D13 = BZY 6V8 400 mW
 T1 = BC 557B
 IC1 = LM 324

Varios:

S1 = interruptor
 pila o batería de 9V.
 galvanómetro de cuadro móvil de 1V a fondo
 de escala (50 ...1mA)

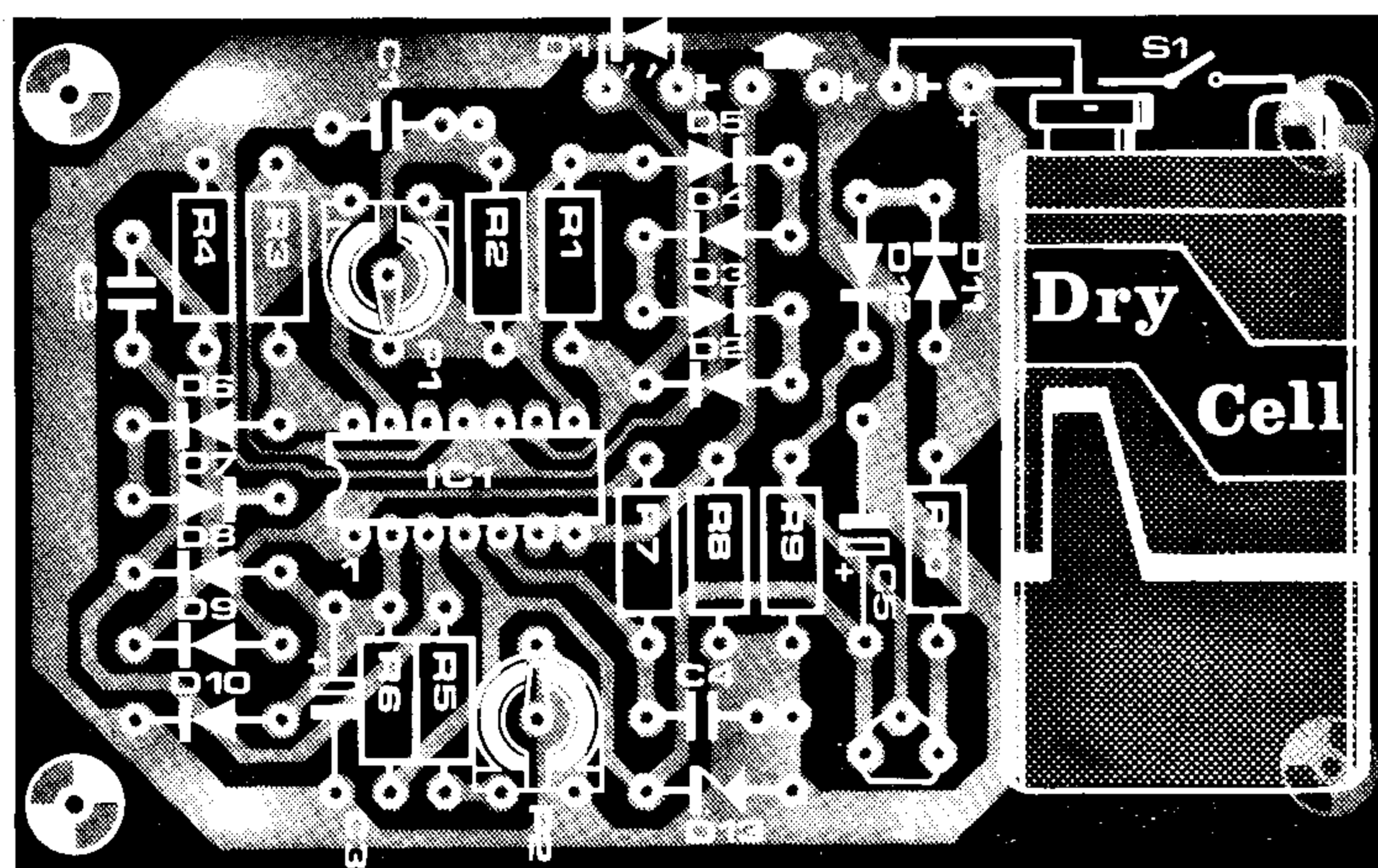


Figura 2. Representación del circuito impreso y disposición de los componentes para el tacómetro. El circuito impreso y su pila pueden instalarse en una pequeña caja de plástico.

Algunas recomendaciones prácticas

Por supuesto, los aeromodelistas saben más en el campo de la mecánica que nosotros «pobres electrónicos», pero ello no nos impide proponer algunos trucos que podrían simplificar la construcción y la colocación en caja del montaje.

En la figura 2 se da un modelo de circuito impreso, así como la disposición de los componentes en el circuito del tacómetro. La colocación de los componentes y su soldadura no debería plantear problema alguno incluso para los principiantes en manipulaciones. La pila de 9 V puede unirse a la placa, si así se desea, por medio de cinta adhesiva de doble cara. Se pondrá el circuito impreso con sus componentes en una caja de plástico, después de haber perforado en esta última los agujeros destinados a recibir al diodo, al interruptor S1 y al conector de salida, que podrá ser del tipo Cinch.

Se recomienda encarecidamente que el fototransistor (o diodo) esté montado en alguna forma de «asidero» protector, puesto que se sabe que si los dedos se ponen en contacto con una hélice que gira a unas 15.000 rpm. da lugar a un lamentable y profundo desinterés por todo lo referente al aeromodelismo. ¡Y no es para menos! Los cables de conexión entre el diodo y el circuito han de ser lo más cortos posible.

Calibración

La puesta a punto del circuito es muy sencilla y sólo requiere el ajuste de un potenciómetro (P2). Se procede como se indica a continuación: Se conecta el polímetro a la salida y se mide la tensión de compensación (tensión de «offset»), después de activar el circuito. Hay que tener la precaución de apuntar el valor de dicha tensión pues ha de restarse, más adelante, del valor obtenido en el curso de la medida. Se podrá utilizar, por ejemplo, un tubo fluorescente de neón como fuente de calibración para el tacómetro. Se sabe, en efecto, que este tipo de tubo emite luz a la frecuencia de 100 Hz (justamente el doble de la frecuencia de la red). Esto es equivalente a 6.000 pulsos por minuto o a 3.000 revoluciones de una hélice normal.

Apuntar el fotodiodo hacia la lámpara y ajustar el potenciómetro P2 para obtener una lectura en el polímetro de 150 mV c.c. más la tensión de compensación anteriormente obtenida. Esto es todo en lo que respecta a la calibración propiamente dicha. La mejor manera de ajustar la sensibilidad es efectuar la medida lo más cerca posible del «objeto», pues es evidente que este ajuste depende de la distancia entre la hélice y el diodo o transistor, así como del contraste entre las paletas de la hélice y el fondo. Dicho ajuste de la sensibilidad se re-

aliza por medio de P1, cuando se miden las revoluciones de una hélice.

La elección del display se deja a la discreción de los constructores. Sería posible utilizar el polímetro como visualizador pero, en este caso, es preciso no olvidar que hay que restar «mecánicamente» la tensión de compensación y convertir el resultado en función de la velocidad de rotación real. También es posible emplear un instrumento de medida de bobina móvil. En este caso, se podrá desplazar ligeramente el cero del indicador de manera que se anule la tensión de compensación.

Como última posibilidad tenemos una versión de lujo, que consiste en obtener la visualización de la velocidad de rotación con la ayuda de un voltímetro digital. Se podrá modificar fácilmente la gama de tensiones de salida, ya que se determina mediante el valor de C2. Aproximadamente puede decirse que al doblar el valor capacitivo de este condensador se doblará la tensión de salida. El valor dado en el esquema (2,2 nF) es una buena elección ya que 20.000 rpm. corresponden a 1V en la salida. El valor máximo para C2 es de 6n8. La tensión de salida no debe ser superior a 3 V en ningún caso. ■

Alisio, mistral, siroco, tramontana... el sonido de cualquier tipo de viento con un diodo y un sólo circuito integrado.

eolición

La generación del sonido del viento no representa problema alguno para los profesionales de los efectos especiales. Lamentablemente, no ocurre lo mismo en el caso de los cineastas aficionados, que no suelen disponer de «ingenios adecuados». Habitualmente, suelen recurrir simplemente a la manipulación de diversos tipos de materiales (por ejemplo, papel de seda) delante de un micrófono, para obtener el «rugido» de un huracán o el dulce «siseo» de una suave brisa. ¡Y aquí está Elektor, de nuevo, para solucionar los problemas más inverosímiles! En este caso, la solución la hemos bautizado con el nombre de «eolicon»: una máquina de viento totalmente electrónica. Algunos componentes pasivos alrededor de un cuádruple amplificador operacional, una pila, un altavoz con su amplificador y «voilà»... a generar sonidos de viento a golpe de potenciómetro.

Algunos de nuestros lectores, sobre todo los incondicionales de la alta fidelidad, es muy posible que encuentren un tanto ridículo nuestro objetivo. Ciertamente, el molesto zumbido que originan en muchos casos los amplificadores Hi-Fi suele parecerse con total verosimilitud al sonido del viento. En cualquier caso y hablando con propiedad, no basta con un amplificador ruidoso ni con un generador de ruido para imitar el sonido del viento.

En efecto, lo que caracteriza a este «movimiento en el seno de la atmósfera» es la amplificación que afecta a una determinada banda de frecuencias; no hay que olvidar que el viento o, en definitiva, lo que se denomina «ruido blanco», está constituido por todas las frecuencias del espectro audible.

La amplificación selectiva de una determi-

nada banda de frecuencias resulta, en el caso del viento, de la tormenta a la que está sometida la masa de aire desplazada; este proceso es comparable al que ocurre en un instrumento de viento: con el juego de pistones, el instrumentista hace variar la longitud de la columna de aire en el cuerpo del instrumento, produciendo con ello sonidos de distinta altura.

El viento electrónico

No se trata en nuestro caso de realizar un instrumento de viento electrónico... ¡para ello están los sintetizadores! Nuestro «eolicon» se concreta en un generador de ruido, realizado con un diodo de germanio, y en un filtro paso-banda de frecuencia variable. La figura 1 muestra el diagrama de bloques de nuestra máquina de viento. La señal de ruido se extrae de un diodo de germanio polarizado en inverso.

El bajo flujo de corriente que admite no es en absoluto constante: a una temperatura de 300°K (temperatura ambiente) —lo que ya es bastante para un diodo— el desplazamiento de los electrones es de lo más caótico. Habría que llegar al cero absoluto (0°K) para que los consabidos electrones cesarían en su desplazamiento continuo y quedarán en estado de reposo. Esta característica, normalmente indeseable, puede utilizarse

de forma provechosa para obtener una señal de ruido aceptable para un buen número de aplicaciones diversas, entre las que cabe nuestro eolición. Queda aún por amplificar la señal extraída del diodo antes de utilizarla para el filtrado.

Este último proceso lo realizaremos por medio de un filtro paso-banda que, como se indica en la figura 1, eleva netamente el nivel de una porción del espectro. El ancho de banda del filtro debe ser reducida si se desea conseguir un efecto espectacular: la solución idónea consiste en dotar al filtro de un elemento para el control del ancho de esta banda, además del control de la frecuencia central de la banda en cuestión.

El bloque de filtro paso-banda de la figura 1 no es otra cosa que un simple circuito resonante paralelo... o mucho nos equivocamos o nos parece oír al gemido aterrador de algunos lectores: ¡Pero que va a ser esto!... ¡A qué nos mandan construir una inductancia variable! No tiene por qué cundir el pánico, puesto que vamos a solventar esta cuestión con dos simples amplificadores operacionales... ¡olvidemos el hilo de cobre!

El circuito

El diodo de germanio D1 y la resistencia R1 constituyen la fuente de ruido (ver figura 2). El amplificador operacional A1 efectúa su tratamiento de la señal desacoplado por medio de C2; la amplitud de la señal presente en su salida (patilla 1) se eleva a 150 mV (CC). La red R5/R4 realiza la función de filtro paso-alto, mientras que R6/C5 y R7/C6 es una red paso-bajo; de esta forma, el espectro de ruido resultante se ve limitado a sus dos extremos.

R8, C8 y la inductancia conforman un circuito resonante, cuya frecuencia de resonancia está determinada por P1. El circuito construido en torno a los operacionales A2 y A3 es una inductancia variable, «emulada» con un condensador seguido de un girador.

La impedancia ficticia entre la entrada no inversora de A2 y masa es igual a:

$$Z = j \omega \cdot (P1 + R9) \cdot T$$

De tal forma que la fórmula de la inductancia es:

$$L = (P1 + R9) \cdot T$$

en donde:

$$T = R10 \cdot C9 = (P2 + P3) \cdot C10$$

La «inductancia» es variable por medio de P1, mientras que el factor de calidad varía con el ajuste de P2 (y P3). Estos controles nos permitirán, por un lado determinar la fuerza del viento, y por el otro su «timbre»...

El amplificador operacional A2 constituye una etapa tampón que entrega la señal «del

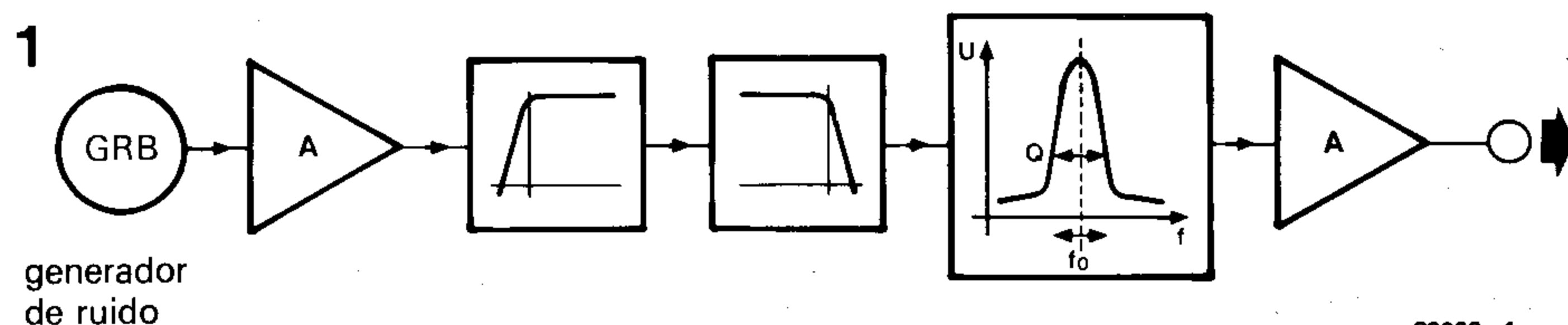
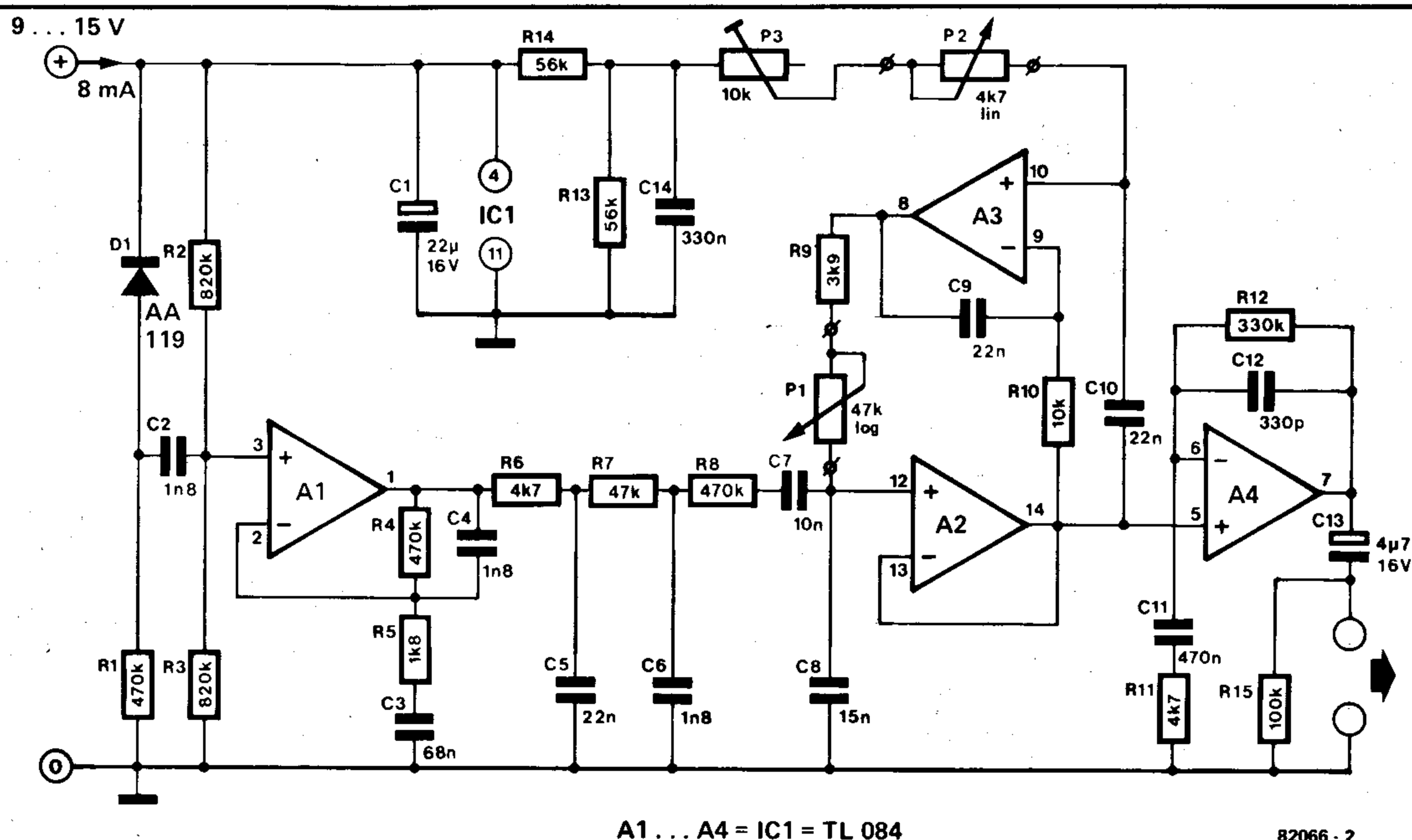


Figura 1. Diagrama de bloques del generador de sonido del viento: el eolición.

2



A1...A4 = IC1 = TL 084

82066-2

Figura 2. El circuito del eolición consta de un simple puñado de componentes. El diodo «de ruido» D1 y un cuádruple amplificador operacional son los únicos componentes activos.

3

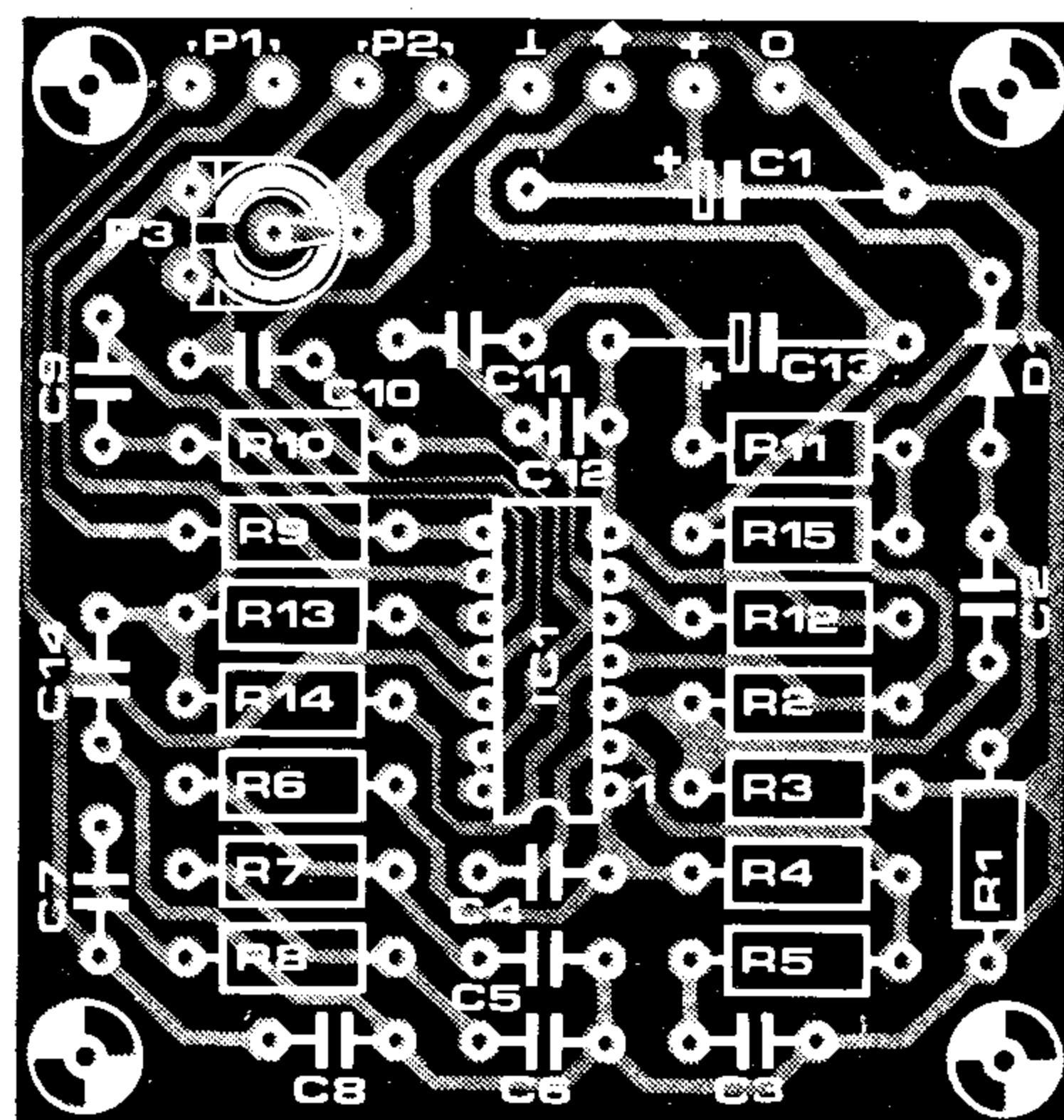
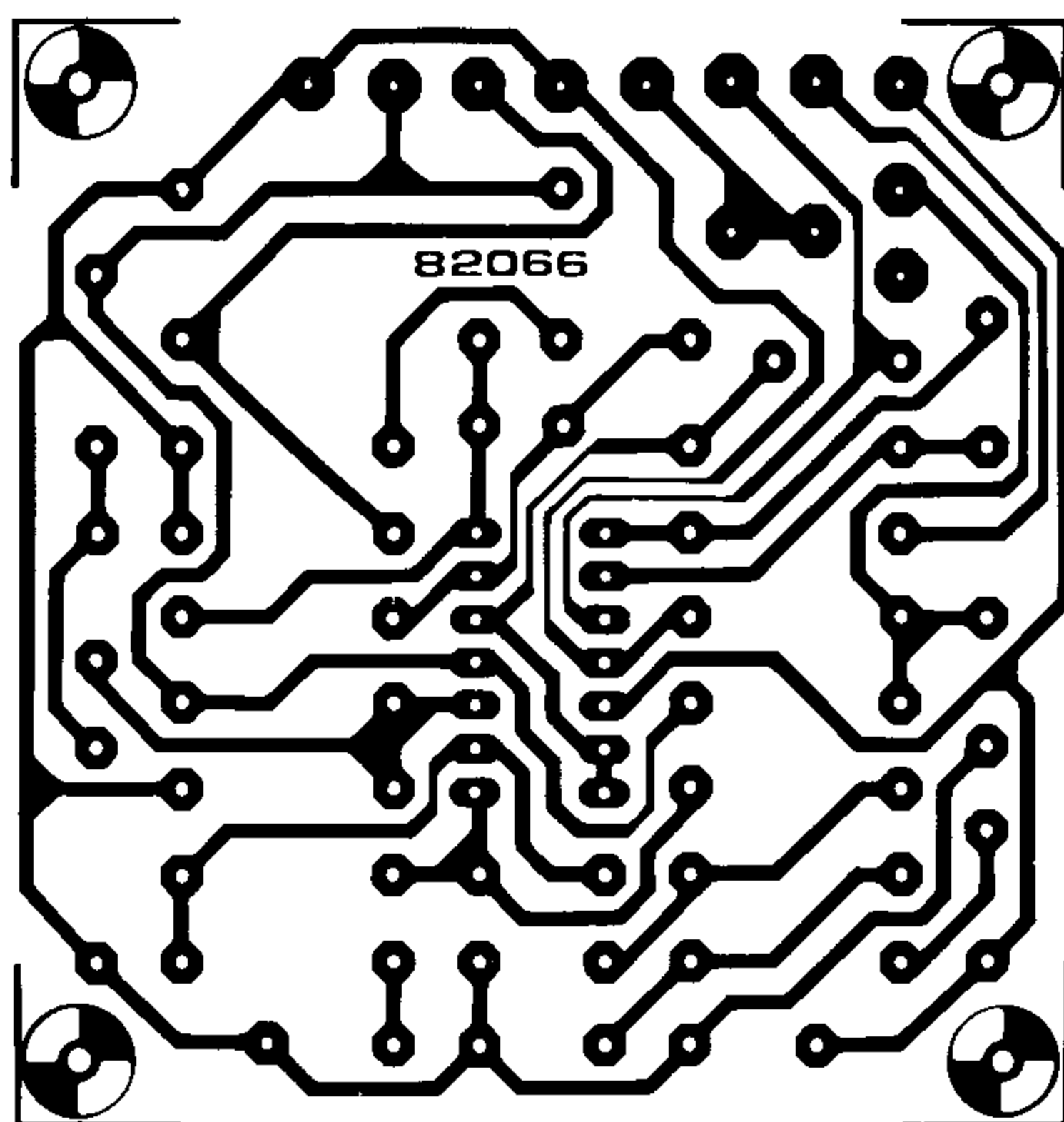


Figura 3. Diseño del circuito impreso concebido para el montaje del eolición.

Lista de componentes:

Resistencias:

R1, R4, R8 = 470 k
 R2, R3 = 820 k
 R5 = 1k8
 R6, R11 = 4k7
 R7 = 47 k
 R9 = 3k9
 R10 = 10 k
 R12 = 330 k
 R13, R14 = 56 k

Condensadores:

C1 = 22 µ/16 V
 C2, C4, C6 = 1n8
 C3 = 68 n
 C5, C9, C10 = 22 n
 C7 = 10 n
 C8 = 15 n

Semiconductores:

D1 = AA 119
 IC1 = TL 084 or LM 324

Varios:

pila de 9V o fuente de alimentación estabilizada de 9V (ver texto)

Lista de componentes:

P1 = 47 k log.
 P2 = 4k7 lin.
 P3 = 10k ajustable

Semiconductores:

D1 = AA 119
 IC1 = TL 084 or LM 324

Varios:

pila de 9V o fuente de alimentación estabilizada de 9V (ver texto)

viento» con una débil impedancia. A su vez, la amplitud de salida no es más que de 1,4 mV, con lo que la amplificación que aporta A4 es muy bien recibida. En definitiva, en los extremos de R15 dispondremos de una señal de 150 mV.

Montaje, ajuste y empleo

La figura 3 muestra la placa de circuito impreso diseñada para construir el «eoli-

cón». Un dato atractivo son sus reducidas dimensiones.

Pasando a las características del circuito, cabe observar que el consumo de corriente es de unos 8 mA, lo que nos lleva a pensar en una simple pila como alimentación. En cualquier caso, puede también utilizarse una fuente de alimentación estabilizada, si bien, en este caso, hay que esmerarse en lograr un buen filtrado. Si pretende poner en práctica esta segunda opción, puede ojear los anteriores números de Elektor, en los

que sin lugar a dudas encontrará circuitos de alimentación adaptados a este caso.

La única calibración a realizar en el circuito se concreta en el ajuste de P3: se coloca P2 en posición de resistencia máxima, y P1 en posición de resistencia mínima. A continuación se empieza por llevar P3 a la posición de resistencia mínima. Ahora basta con girar el cursor de este último ajustable, hasta llegar a una posición tal que el filtro paso-banda esté en el límite de la auto-oscilación; en otras palabras, el ajuste se habrá logrado cuando se pueda constatar la ausencia total del menor zumbido a la salida del amplificador (sobre el altavoz).

Si dispone de un mezclador podrá obtener el máximo provecho del eolición: a la hora de sonorizar una proyección de diapositivas, de películas, o incluso cuando se trate de animar una fiesta... ¡a base de viento a discreción!

Con este montaje, que ofrecemos respetuosamente al dios Eolo, esperamos proporcionar al aficionado un atractivo instrumento con el que completar su arsenal de maquinaria para efectos acústicos.

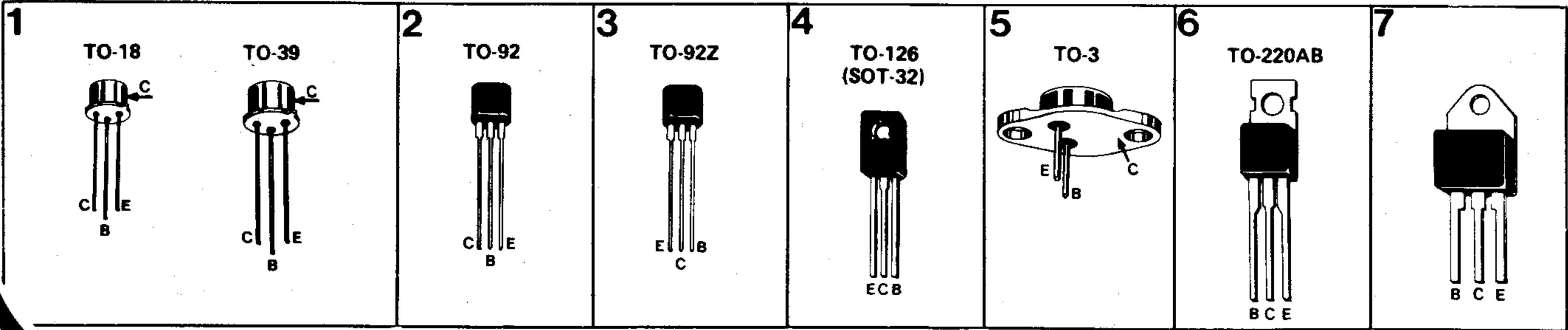
Y ya nada más, salvo desearle ¡Oh lector!... ¡qué los vientos le sean favorables!

transistores

Tipo	PNP NPN	max U _{CEO} (V)	max I _c (mA)	P _{max} (mW)	hFE/I _c (mA)		compl.	fig.		
BC 107	N	45	100	300	>110	2	BC 177	1		
BC 108	N	20					BC 178	1		
BC 109	N								BC 179	1
BC 140	N		40	1000	3700	>40			100	BC 160
BC 141	N	60	BC 161				1			
BC 160	P	40	BC 140				1			
BC 161	P	60	100		>70		BC 141	1		
BC 177	P	45					BC 107	1		
BC 178	P	25					BC 108	1		
BC 179	P	20	200	300	>110	2	BC 109	1		
BC 182	N	50			>100		BC 212	2		
BC 183	N	30					BC 213	2		
BC 184	N		BC 214	2						
BC 212	P		50	500	800	>60	100	BC 182	2	
BC 213	P	30	>80			BC 183		2		
BC 214	P		>140			BC 184		2		
BC 237	N		45	100		>110		BC 307	2	
BC 238	N	20	BC 308					2		
BC 239	N		50					BC 309	2	
BC 307	P		45	100		>70		BC 237	2	
BC 308	P	25	BC 238					2		
BC 309	P	20	BC 239					2		
BC 327	P	45	500	800	>100	100	BC 337	2		
BC 328	P	25					BC 338	2		
BC 337	N	45					BC 327	2		
BC 338	N	25	100	300	>100 >120	2	BC 328	2		
BC 414	N	50					100	300	—	2
BC 416	P								—	2
BC 516	P		30	400	625	>30.000			20	BC 517
BC 517	N	65	BC 516				2			
BC 546	N							BC 556		2
BC 547	N			45	BC 557	2				
BC 548	N	30	100	500	>110	2	BC 558	2		
BC 549	N						45	>200	—	2
BC 550	N								—	2
BC 556	P	65	>75	BC 546	2					
BC 557	P	45		BC 547	2					
BC 558	P	30		>125	BC 548	2				
BC 559	P		—		2					
BC 560	P		45		—	2				
BC 639	N	80	1000	1000	>40	150	BC 640	3		
BC 640	P						BC 639	3		

Tipo	PNP NPN	max U _{CEO} (V)	max I _c (A)	P _{max} (W)	hFE/I _c		compl.	fig.					
BD 131	N	45	3	15	>40	0,5A	BD 132	4					
BD 132	P		1	8		0,15A	BD 131	4					
BD 135	N						BD 136	4					
BD 136	P	60	1	8	>40	0,15A	BD 135	4					
BD 137	N						BD 138	4					
BD 138	P						BD 137	4					
BD 139	N	80	1,5	20	>20	3 A	BD 140	4					
BD 140	P						BD 139	4					
BD 169	N						BD 170	4					
BD 170	P	45	15	117	>20	0,15A	BD 169	4					
BD 183	N		2	25			—	5					
BD 233	N						BD 234	4					
BD 234	P	60	2	30	40	0,15A	BD 233	4					
BD 235	N						BD 236	4					
BD 236	P						BD 235	4					
BD 237	N	80	6	65	>30	0,3 A	BD 238	4					
BD 238	P						BD 237	4					
BD 239	N		45	10	80	>40	1 A	BD 240	6				
BD 240	P	45						BD 239	6				
BD 241	N							BD 242	6				
BD 242	P	60	25	125	>25	1,5 A	BD 241	6					
BD 243	N						BD 244	6					
BD 244	P						BD 243	6					
BD 245	N	32	4	36	>85	0,5 A	BD 246	7					
BD 246	P						BD 245	7					
BD 249	N						BD 250	7					
BD 250	P	45	8	62,5	>750	3 A	BD 249	7					
BD 435	N						BD 436	4					
BD 436	P						BD 435	4					
BD 437	N	60	4	40	>40	0,5 A	BD 438	4					
BD 438	P						BD 437	4					
BD 439	N						BD 440	4					
BD 440	P	80	8	62,5	>750	3 A	BD 439	4					
BD 441	N						BD 442	4					
BD 442	P						BD 441	4					
BD 643	N	45	4	40	>1000	5 A	BD 442	4					
BD 644	P						BD 644	7					
BD 645	N						BD 643	7					
BD 646	P	60	25	125	>25	1 A	BD 646	7					
BD 675	N						BD 645	7					
BD 676	P						BD 676	4					
BD 677	N	45	4	40	>750	1,5 A	BD 675	4					
BD 678	P						BD 678	4					
BD 679	N						BD 677	4					
BD 680	P	80	6	65	>20	0,5 A	BD 680	4					
TIP 31	N						BD 679	4					
TIP 32	P						TIP 31	6					
TIP 33	N	40	3	40	>20	0,5 A	TIP 32	6					
TIP 34	P						10	80	TIP 33	7			
TIP 35	N						25	125	TIP 34	7			
TIP 36	P	70	6	65	>25	1 A	TIP 35	7					
TIP 41	N						6	125	TIP 36	7			
TIP 42	P						8	125	TIP 37	7			
TIP 122	N	100	15	125	>20	0,5 A	TIP 41	6					
TIP 127	P						15	125	TIP 42	6			
TIP 142	N						15	125	TIP 127	6			
TIP 147	P	25	100 m	0,3	>20	10 mA	TIP 142	7					
TIP 2955	N						100	125	TIP 147	7			
TIP 3055	P						100	125	TIP 142	7			
2N3055	N	70	15	115	>20	4 A	TIP 2955	7					
MJ 2955	P						100	125	TIP 3055	7			
2N 2955	MJ						100	125	MJ 2955	5			
							2N3055	5					
							—	1					

- 1) darlington
2) max: U_{CEO}:
... A = 60 V
... B = 80 V
... C = 100 V

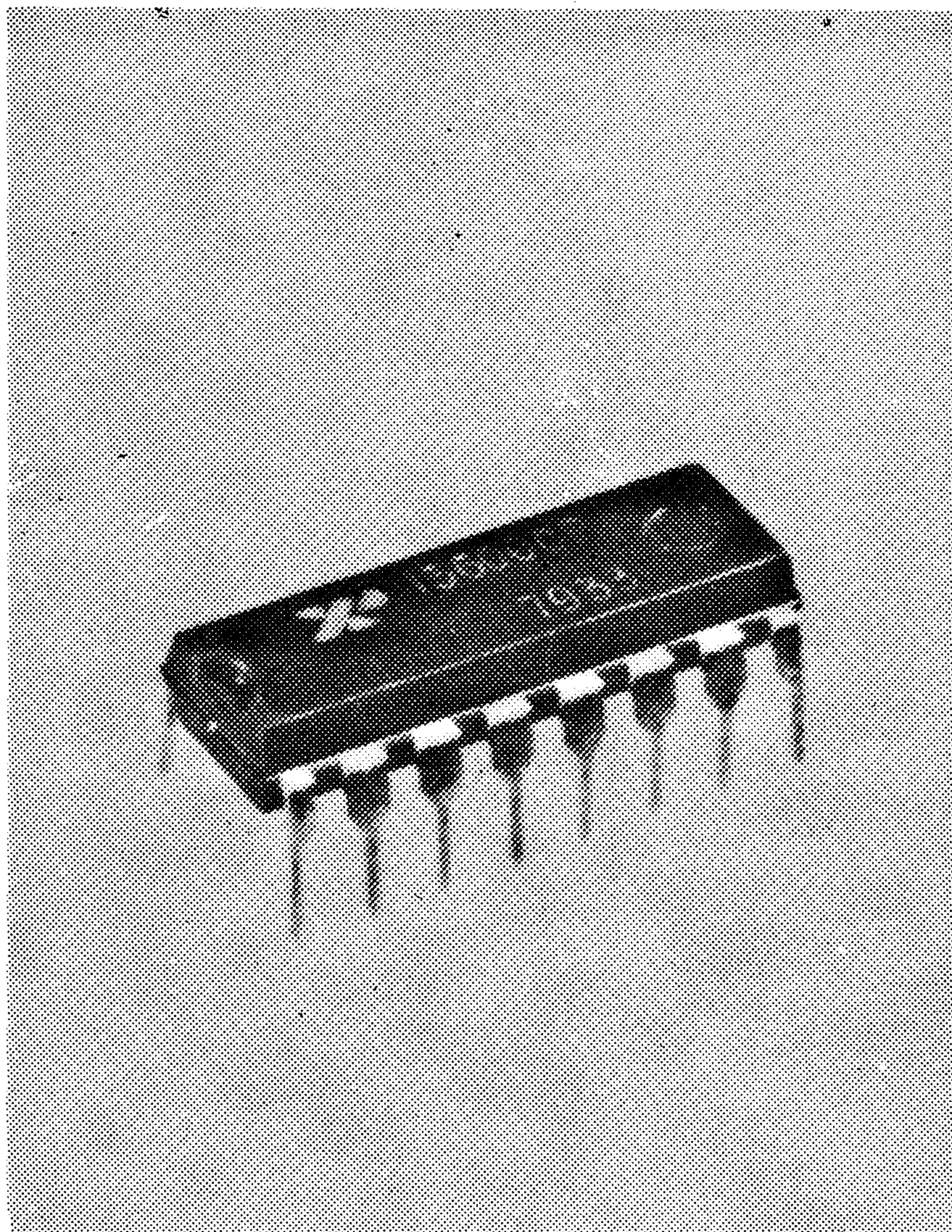


el OTA...

¿ser o no ser?

¡con el 13600 como conejillo de indias!

Muchos lectores estarán familiarizados con los OTA desde su introducción en el mercado por RCA y gracias a sus múltiples aplicaciones. Recientemente se ha anunciado el lanzamiento de una versión nueva y perfeccionada: la del 13600. En este artículo vamos a examinar detenidamente este dispositivo y llegaremos a la conclusión sorprendente de que, cuando se utiliza en la disposición circuital «idónea», este OTA... no es propiamente un OTA.



No es inútil comenzar por refrescar nuestra memoria subrayando lo que distingue a un amplificador operacional de transconductancia (OTA) respecto al ordinario. Esto se puede resumir en pocas palabras. Un amplificador operacional ordinario amplifica la diferencia de tensión a su entrada hasta 100.000 veces y proporciona, en su salida, la tensión amplificada. Dicho de otro modo, se trata de un amplificador de tensión con ganancia fija.

La entrada a un OTA es también una tensión diferencial, pero la salida es una *corriente*, lo que significa que la relación entre las señales de entrada y de salida no es una ganancia (en tensión) simple. Se trata de la denominada «trasconductancia directa», g_m , que se expresa en «mhos» o mA/V .

La figura 1 permite hacerse una idea de la polivalencia de un circuito de esta naturaleza. Asociado a un potenciómetro de control estereofónico de volumen puede emplearse para aplicaciones en el campo del audio (o con *control por tensión* si así se desea). La tensión de control, U_c , determina la corriente de polarización I_{ABC} .

más grande será la amplificación total; cuando U_c es cero, la salida también será cero y por consiguiente, la amplificación será nula.

El circuito proporciona una tensión de B.F. en la salida, puesto que la corriente de salida del OTA produce una tensión a través de la resistencia de carga R_L . Este circuito presenta otra característica notable y es que no existe realimentación. De hecho, esto no tiene nada de extraño si se piensa en que la amplificación viene determinada por la realimentación, cuando la hay, y no por el propio amplificador operacional. Es decir, la amplificación ya no es variable a partir del momento en que el amplificador dispone de un lazo de realimentación.

Las aplicaciones posibles para los OTA no se limitan exclusivamente al campo del audio. En la figura 2 se reproduce el esquema de un generador de señales triangulares y cuadradas muy sencillo. La frecuencia de oscilación está controlada por una corriente, cuya magnitud le hace desplazarse de 2 Hz a 200 kHz, gama extraordinaria amplia que corresponde a corrientes de control desde 10 nA a 1 mA.

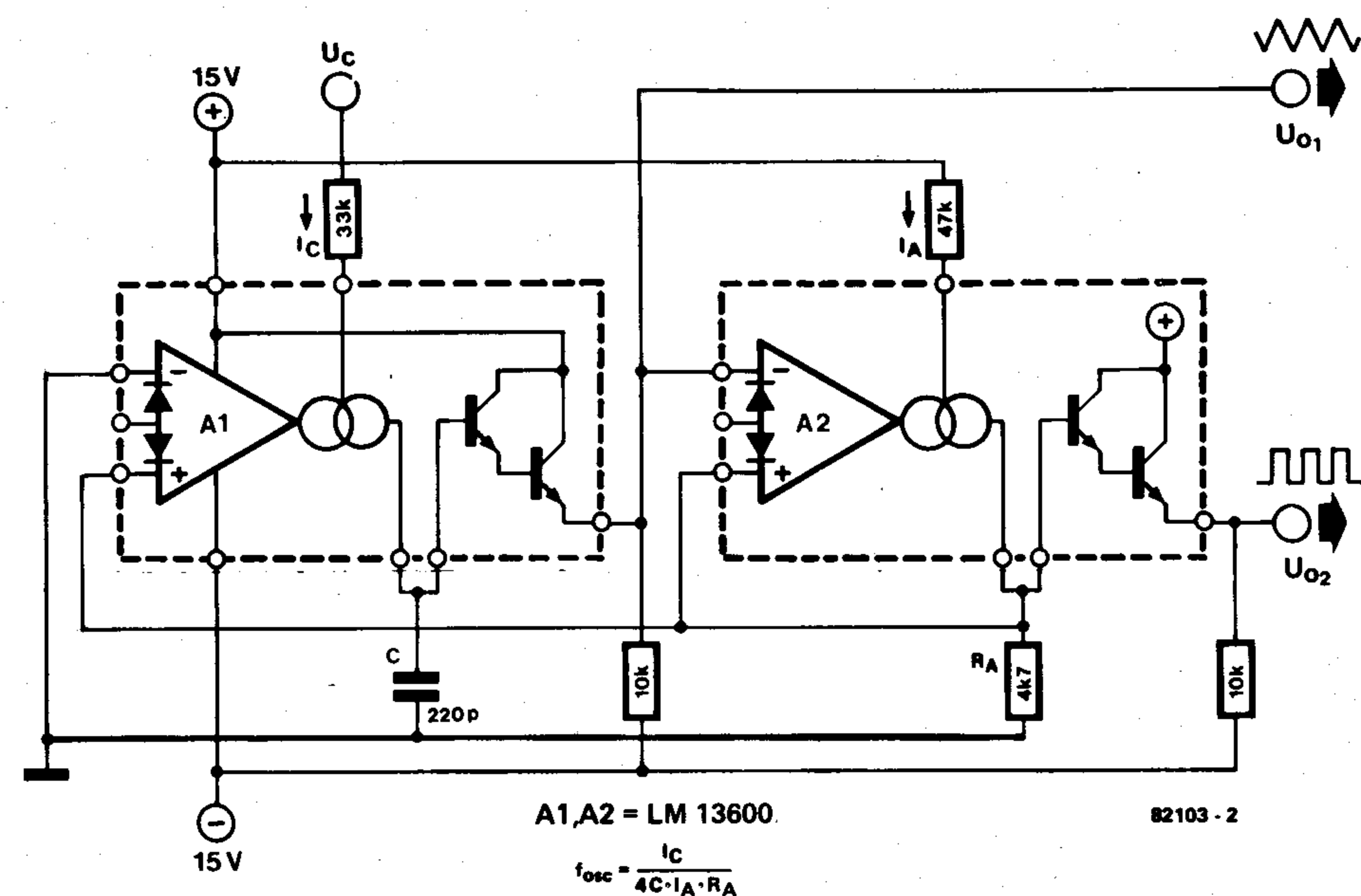
Otras aplicaciones posibles son, por ejemplo, moduladores de AM, multiplicadores, convertidores RMS, controles automáticos de amplificación, resistencias variables controladas por tensión, filtros, generadores sinusoidales, temporizadores, bucles de enganche de fase (PLL), disparadores Schmitt, taquímetros, circuitos de muestreo y bloqueo, amplificadores logarítmicos, etc. En el circuito DNR, que presentamos en un número anterior de Elektor, se utiliza también el OTA para construir un filtro con frecuencia de corte variable.

El 13600

El 13600 contiene dos amplificadores de transconductancia controlados por corriente, cada uno con entradas diferenciales, diodos linealizadores y buffers de salida

The diagram shows two identical amplifier channels, A1 and A2, each implemented with an LM 13600 op-amp. The op-amps are configured with their non-inverting inputs (+) connected to a voltage divider consisting of a 10k resistor (R_{in}) and a 1k potentiometer (R_p), which is biased by a 15V supply. The inverting inputs (-) are connected to a 15k resistor (R_D) and the output of the other channel. The op-amp outputs are connected to a common current source node through 10k resistors (R_L). This current source is biased by a 15V supply and a 33k resistor (R_C), with a control voltage U_C (where $-15V < U_C < 15V$) applied to its base. The output of each channel is taken from the op-amp output through a 4k7 resistor, resulting in U_{O1} and U_{O2} . The relationship between the output voltage difference and the current source current is given by $\frac{U_o}{U_i} = 940 \cdot I_{ABC}$. The op-amps are labeled A1, A2 = LM 13600.

2



A la derecha de la línea de trazos hay tres transistores. A primera vista, T12 y T13 aparecen como una etapa «Darlington» normal. Sin embargo, un examen más detallado nos indica que la corriente de emisor de T12 viene controlada por T3. Este último está conectado al circuito de espejo

de corriente, basado en T1 y en T2, de tal forma que la corriente de colector de T3 sea igual a la de T1 que, a su vez, es igual a la corriente de polarización I_{ABC} . En pocas palabras, la corriente de emisor de T12 es igual a I_{ABC} . Esta última atraviesa, pues, también a T3. En consecuencia, la corriente de base de T3 viene determinada por la elección de la corriente de polarización y cuanto más elevada sea esta última, tanto más intensa será la corriente de base de T12. E inversamente, sabemos que la corriente de polarización influye sobre la corriente de salida que le es proporcional. La etapa «buffer», basada en T2, constituye, pues, una carga relativamente constante para la salida del OTA; lo que es ventajoso para la linealidad del circuito. Otra ventaja no despreciable es la siguiente: el ajuste fijo de la etapa de «buffer» siempre deberá estar a impedancia lo más alta posible (y, por consiguiente, con corrientes débiles), para que el conjunto quede tan lineal como sea posible. Ello tiene por consecuencia un tiempo de respuesta bastante pequeño, lo que constituye una solución de compromiso eficaz entre linealidad y tiempo de respuesta; este último es variable y mejora a medida que aumentan las intensidades de las corrientes.

Dicha etapa «buffer» también es necesaria para adaptar la salida del OTA, a una impedancia relativamente alta, con un circuito exterior cuya impedancia de entrada sea más baja, lo que podría tener consecuencias catastróficas sobre la amplificación y la linealidad del OTA.

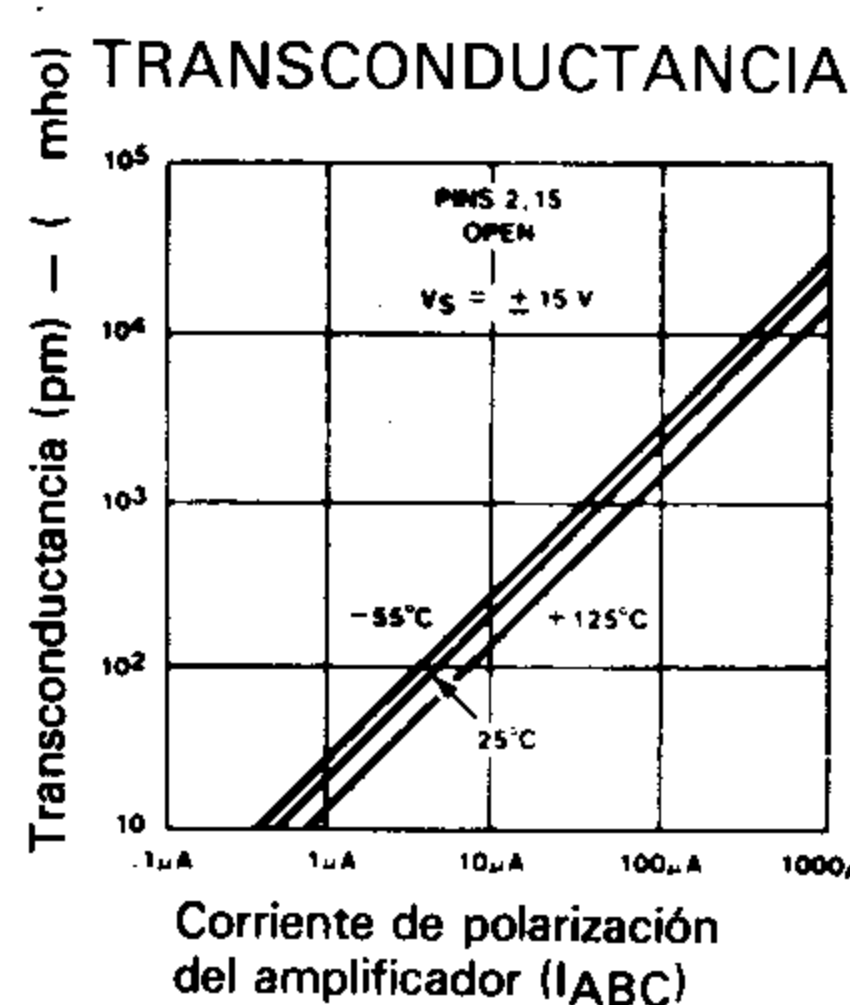
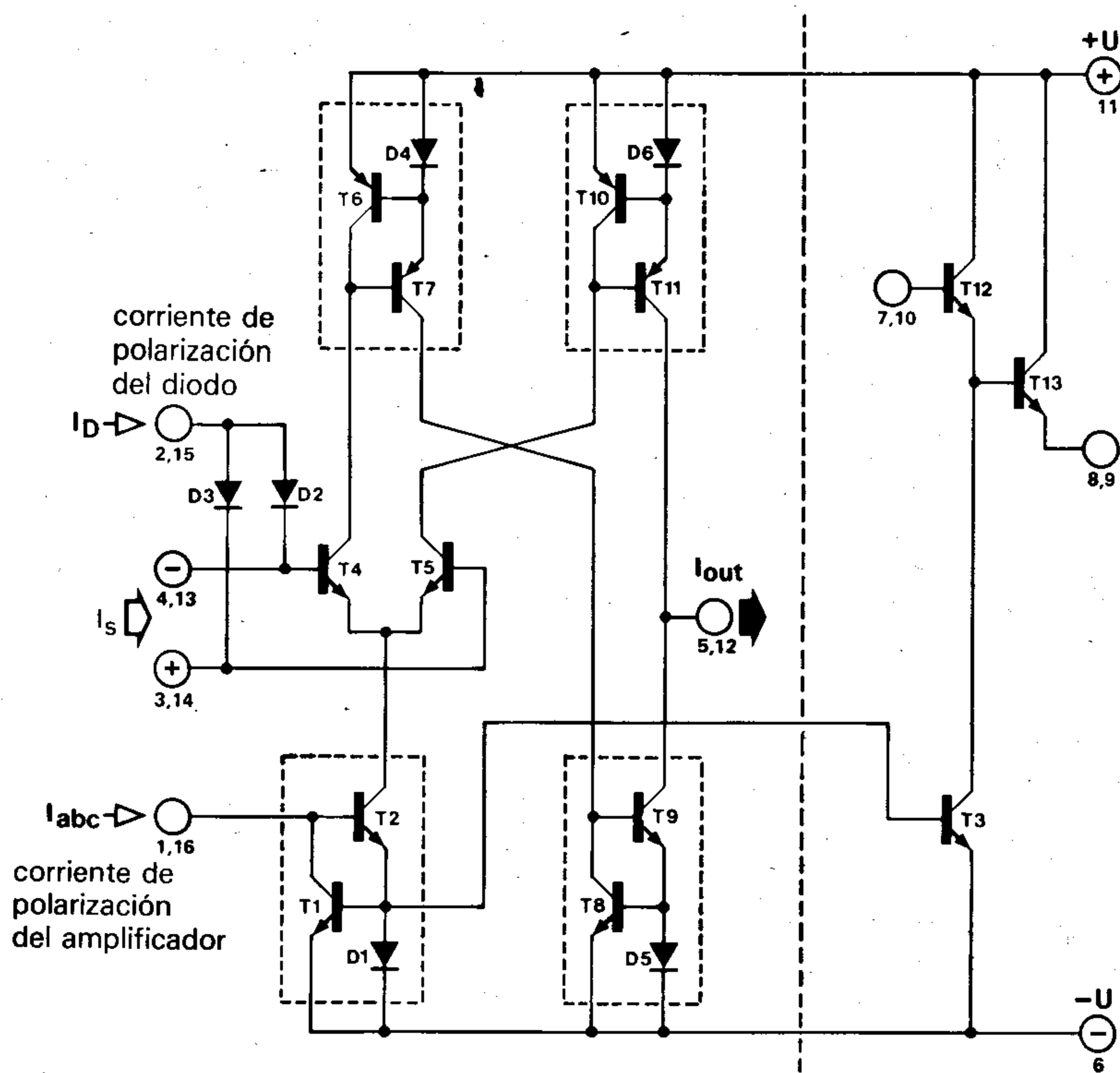
Adición de unos pocos diodos

Los «nuevos» OTA se han perfeccionado con respecto a sus predecesores, tales como los 380 y 3094. No solamente la transconductancia es lineal en 6 décadas, sino que también la fuente de corriente se ha integrado en la etapa amplificadora-separadora (buffer). La entrada del OTA está provista, ahora, de dos diodos: D2 y D3. Como un OTA sólo funciona, en principio, sin realimentación, toda separación de la linealidad dará lugar a distorsiones.

Con los modelos antiguos, se podía considerar como imposible la amplificación de tensiones superiores a 50 mV_{cc}, a no ser que se admita una distorsión importante. El origen de este fenómeno radica en la característica «diodo» de los transistores: cuando aumenta la tensión de base, se eleva rápidamente la corriente de colector. Para subsanar este problema se añaden dos diodos. En la figura 4 se ilustra detalladamente la etapa de entrada del OTA con los dos diodos (aquí representados en la forma de dos transistores montados adecuadamente) y se dan indicaciones de las corrientes más importantes.

En lo sucesivo se presupone que todas las corrientes son originarias de fuentes ideales. Los dos diodos reciben una corriente suplementaria llamada I_D . Es preciso destacar que la entrada es alimentada por una corriente I_S . La parte de corriente I_D que atraviesa los diodos debe poder desembocar en alguna parte; es preciso, pues, una fuente de corriente que permita a $I_D/2$ dirigirse hacia el potencial negativo. Las corrientes de base del amplificador diferen-

3



$$I_{out} = \frac{2I_S I_{ABC}}{I_D}$$

Figura 3. Esquema circuital del nuevo OTA. Está constituido por poco más de cuatro espejos de corriente y un amplificador diferencial ordinario. Los diodos D2 y D3 son los diodos linealizadores que permiten mantener el factor de distorsión en proporciones muy normales, a pesar de la gran amplitud de las señales de entrada tratadas.

cial T4/T5 son tan débiles que se pueden despreciar.

En tanto que sea nula la corriente de entrada I_S , la corriente que atraviesa los diodos será idéntica debido a la similitud de los transistores. También son idénticas las tensiones en los bornes de los diodos. Habida cuenta de que esta tensión es también la tensión de entrada del amplificador diferencial, las corrientes I_4 e I_5 serán, a su vez, iguales. La corriente de salida es, pues, nula.

Tan pronto como exista una corriente de entrada I_S , se reducirá la corriente a través de D2, puesto que la suma de I_S y de la corriente a través de D₂ ha de ser igual a $I_D/2$. Es preciso, pues, que la corriente que atraviesa D2 sea algo menos intensa que en reposo. Como la suma de las corrientes a través de D2 y de D3 debe ser igual a I_D , la corriente que circula a través de D3 será,

pues, más intensa que en reposo. La corriente más débil a través de D2 tiene, por consecuencia, una tensión tanto más pequeña en D2; para D3 ocurre lo contrario: la corriente más intensa da lugar a una tensión más grande. Es así como se obtiene una diferencia de potencial entre las entradas del amplificador diferencial.

Lo anterior convierte esta diferencia de potencial en una diferencia de corrientes entre I_4 e I_5 . Es fácil constatar la semejanza con el funcionamiento de un espejo de corriente: una corriente da lugar a la aparición de una tensión que, a su vez, se transforma en corriente. Tal como en el caso de un espejo de corriente, se está en presencia de un comportamiento lineal, aunque la característica de los diodos no lo sea en absoluto.

En la figura 5 se ilustra el funcionamiento del circuito en la forma de un diagrama.

4

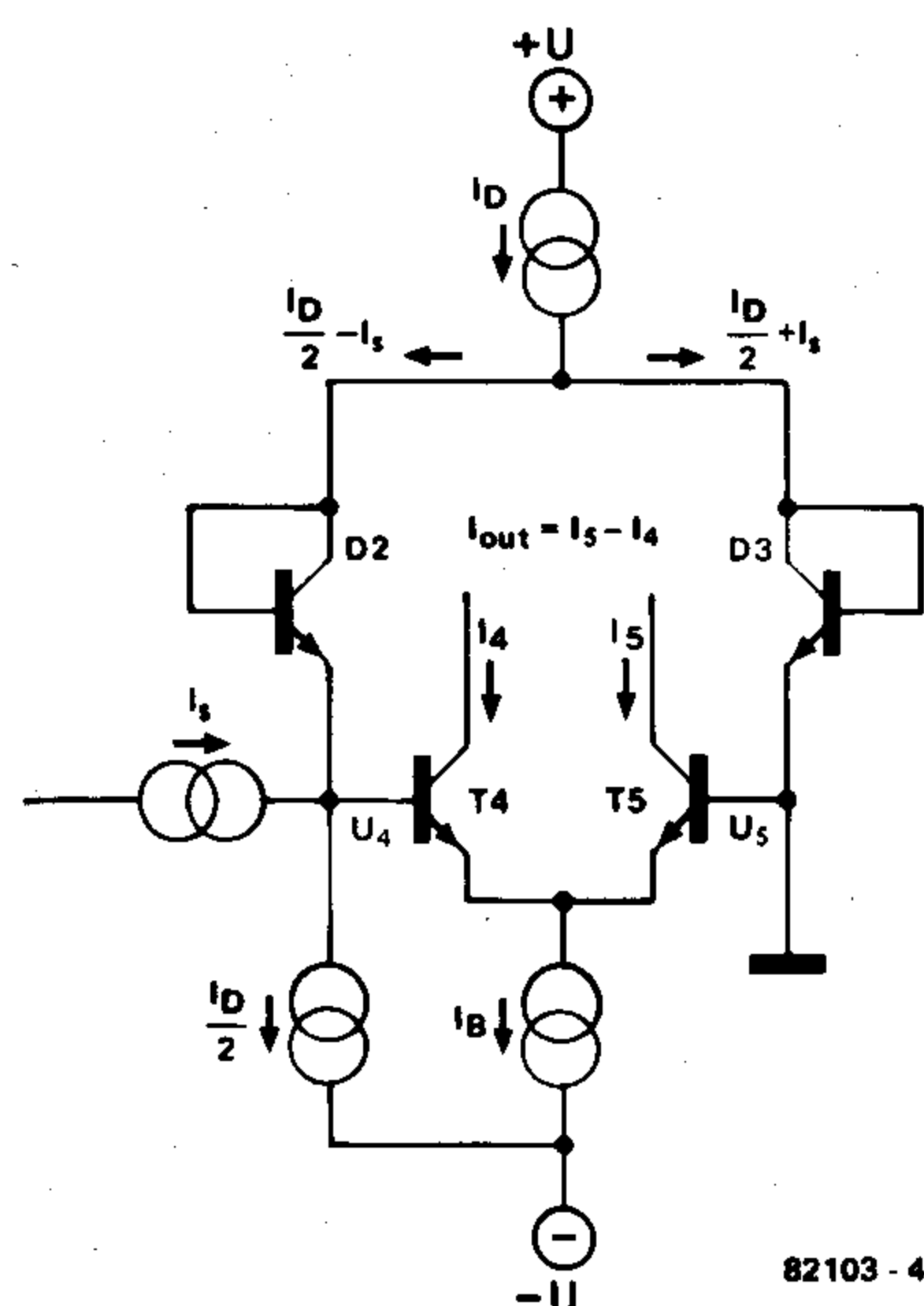


Figura 4. La característica de transferencia se hace lineal mediante la adición de los diodos D2 y D3. En este caso, se impone el control por corriente y ya no es posible el control por tensión.

5

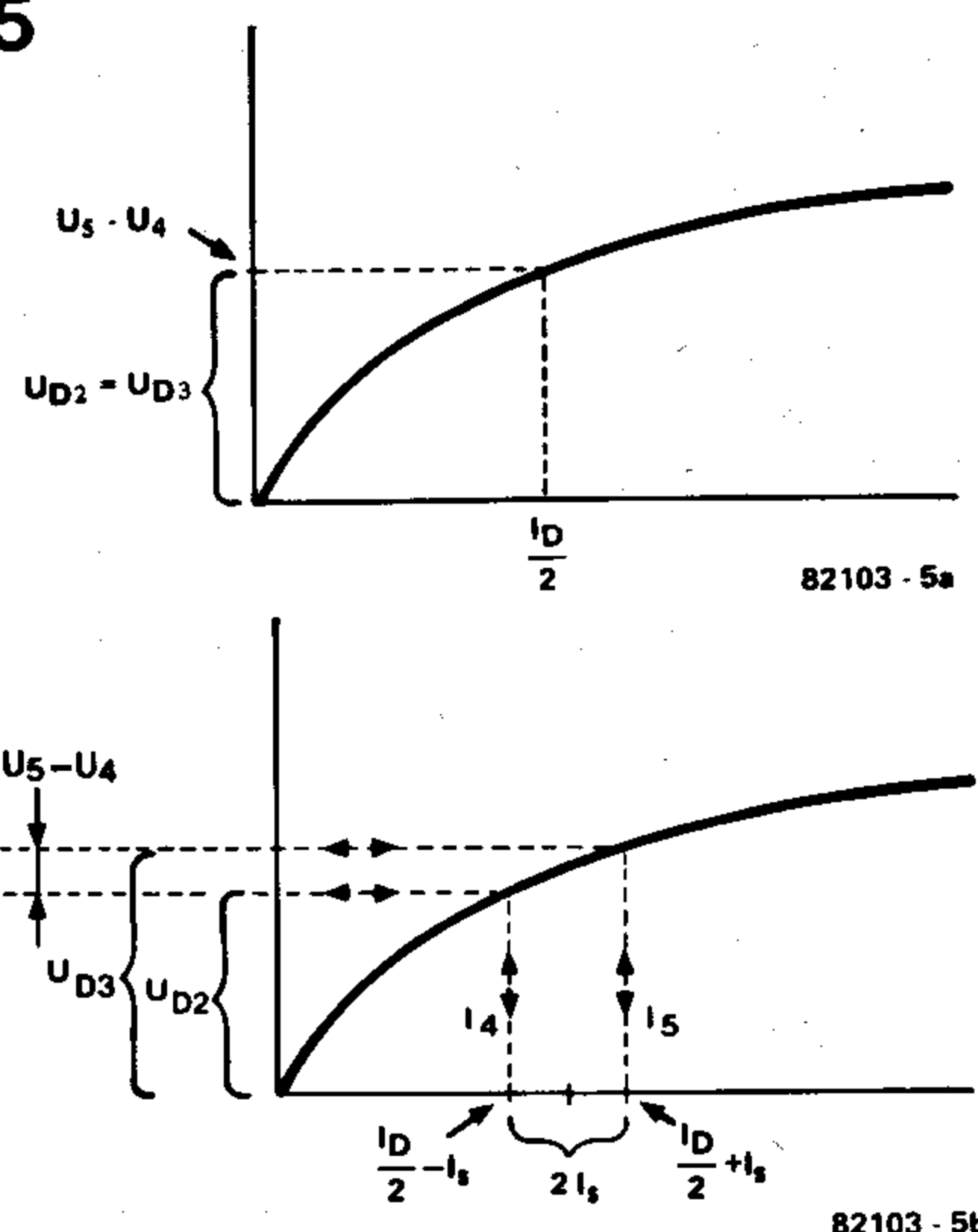


Figura 5. En la ausencia de una corriente de entrada, no habrá ninguna tensión a través de la entrada del amplificador diferencial (fig. 5a). En la figura 5b, una corriente de entrada hace que aparezca una tensión $U_5 - U_4$ que, a su vez, da lugar a una corriente en la salida del amplificador diferencial.

Cuando la corriente de entrada es nula, los dos diodos son atravesados por $I_D/2$; las tensiones en los dos diodos son idénticas. La corriente de entrada I_S disminuye la corriente y la tensión en D2, mientras que aumentan ambas en D3. Este es el motivo de que aparezca la diferencia de tensión $U_5 - U_4$ entre las entradas del amplificador diferencial. El caso particular $I_D = I_B$ da lugar a que $U_5 - U_4$ provoque la misma modificación de la corriente en el amplificador diferencial.

Lo anterior se traduce en el diagrama por el hecho de que la misma línea se superpone en el eje de las corrientes. En este caso, es preciso considerar que la corriente de salida (la diferencia entre I_5 e I_4) es el doble de I_S , lo cual resulta ventajoso en la realidad, puesto que I_B e I_D pueden determinarse con independencia entre sí.

En otras situaciones, I_B e I_D están ligadas por una función lineal y si no queremos profundizar en desarrollos matemáticos, tendremos que admitir a «ojos cerrados» que $I_{sal} = 2 I_S (I_B / I_D)$ (ver desarrollo matemático en el recuadro adjunto para los aficionados a los cálculos.)

La relación entre I_D e I_B determina, pues, la amplificación. Es preciso añadir, a este respecto, que I_D siempre debe poder atravesar D2 y D3. Dicho de otro modo, $I_D/2$ ha de ser siempre mayor que I_S . De no ser así, el

espejo de corriente

Un espejo de corriente no es nada nuevo; se trata simplemente de un circuito que asegura que dos corrientes sean idénticas. No obstante, la función del espejo de corriente es fundamental para la técnica de integración de los circuitos, en la medida en que permite conseguir resultados notables en precisión sin la necesidad de cualquier calibración externa. En este caso, resulta aprovechable la similitud entre las características de transistores, lo que se debe al hecho de que están integrados en la misma pastilla.

El principio básico de un espejo de corriente es bastante simple. Cuando una corriente circula a través de un diodo, aparecerá una tensión en sus bornes. Lo contrario también es cierto: si exactamente la misma tensión se aplica a través del diodo (como la que apareció en el caso anterior), una corriente idéntica circulará a través del mismo. Esto es, una corriente definirá una tensión exacta y esa tensión definirá la misma corriente.

Profundizando más en el tema, si la misma tensión se aplica a dos diodos idénticos, la misma corriente circulará por cada uno de ellos. Lo mismo se aplica a los transistores: cuando tienen características similares, la misma tensión de base-emisor dará lugar a corrientes de base iguales y, por consiguiente, las corrientes de colector son también idénticas. Debe hacerse notar que esto es cierto en la gama completa de las corrientes admisibles, a pesar del hecho de que la característica de tensión/corriente de un diodo (o transistor) no sea lineal.

En la figura 1 se muestra la versión más simple del espejo de corriente, con el empleo de dos transistores solamente. I_1 es

la corriente de entrada e I_2 es la corriente de salida «reflejada», que debe ser idéntica a I_1 .

Si, al principio, el transistor T1 está todavía bloqueado (su tensión de base es también nula), la corriente I_1 dará lugar a un aumento repentino de la tensión de base. De modo que el transistor es controlado en una proporción tal que se establezca un equilibrio en el que la tensión base-emisor sea lo bastante elevada para que haya una corriente de colector rigurosamente idéntica a I_1 (a condición de que la corriente de base sea despreciable).

Esta tensión en la base de T1 también está presente en la base de T2, el transistor «gemelo» cuya corriente de colector será, pues, *rigurosamente idéntica* a la de T1.

En resumen: I_1 origina una cierta tensión base-emisor que, a su vez, da lugar a la aparición de una corriente a través de T2, la cual es idéntica a I_1 .

Básicamente, eso es todo lo que constituye un espejo de corriente. No hay nada misterioso en su funcionamiento ni en su construcción. Cualquiera puede construirlo manipulando unos transistores y con el empleo de un buen polímetro.

Para cerciorarse de la similitud de los transistores del circuito de prueba de la figura 2, se recomienda el empleo de una red de transistores del tipo 3086 (o 3046) que contiene cinco transistores idénticos, dos de los cuales pueden utilizarse para el espejo de corriente. Si no se dispone de dos polímetros, es preciso comenzar por el ajuste de la corriente con la ayuda de P1. A continuación, un puenteo podrá sustituir al polímetro que se conectará, ahora, en el circuito de colector de T2. Cuando T3 se

conecta en paralelo con T2, se doblará la corriente. Este procedimiento permite, por ejemplo, obtener un convertidor digital/análogo de gran precisión.

Las fuentes de corriente del OTA se obtienen con tres transistores. Hasta ahora hemos considerado que la corriente de base de los transistores era despreciable. Pero cuando el factor de amplificación es pequeño, ese supuesto puede tener consecuencias enojosas. En la figura 1 se dan indicaciones relativas a las corrientes que circulan por el espejo. β es la ganancia común a los dos transistores. Es decir, $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, siendo idénticas las corrientes de base. Volviendo a la figura 1, si la ganancia en corriente de los transistores (β) es 100, las corrientes de base serán el 1% de las corrientes de colector. Si suponemos que las corrientes de base son ambas «1», las corrientes de colector serán «100». Como puede observarse, esto significa que $I_1 = 102$ e $I_2 = 100$ y supone un error del 2% ¡lo que es admirable!

Evidentemente, este error se reducirá cuando se aumente la ganancia en corriente de los transistores. Sin embargo, para un espejo de corriente de precisión, la ganancia necesitaría ser casi infinita... lo que no es fácil de conseguir. Una mejor solución es añadir un transistor más, como se indica en la figura 3. Con lo que se reduce el error en un factor que es igual a la ganancia del transistor suplementario.

A primera vista, este circuito puede parecer «invertido», pero ello no es más que un «efecto óptico». En efecto, la corriente I_1 es el origen de una tensión en el transistor T1, todavía bloqueado y, entonces, el transistor T3 que tiene en su circuito de emisor el «diodo» T2, se hace conductor.

La consecuencia es simple: T3 deja pasar una corriente que, en T2, da lugar a la aparición de una tensión tal que la corriente

factor de distorsión se hace muy rápidamente inadmisible. Otra conclusión sorprendente es que este OTA no es, en absoluto, un OTA, sino que se trata de un amplificador de corriente. En el caso ideal, requiere una corriente de entrada, proporciona una corriente de salida y la relación entre las dos magnitudes anteriores (la ganancia en corriente) se establece por la corriente de polarización del amplificador I_{ABC} y la corriente de polarización del diodo (I_D). Y la tensión no aparece por ninguna parte. De hecho, si una tensión (diferencial) se aplica a la entrada, los dos diodos no pueden predistorsionarla. Entonces, el circuito total se comportará como cualquier otro OTA (con toda la distorsión asociada a ese modo operativo). En la práctica, suele utilizarse un modo intermedio. En lugar de fuentes de corriente, se emplean resistencias para «convertir» tensiones en las necesarias corrientes. Los resultados obtenidos de esta forma serán, evidentemente, inferiores a los ideales, pero son, todavía, sorprendentemente buenos en comparación con el antiguo tipo de OTA. En particular, la tensión de entrada puede ser fácilmente diez veces mayor para la misma distorsión, lo que puede utilizarse para obtener una mejora de 20 dB en la relación señal/ruido, lo que no es nada despreciable. Si consideramos el buffer de salida y

el hecho de que se tienen dos de estos dispositivos en una sola pastilla integrada, hay que reconocer que se trata de un circuito integrado —cuando menos— interesante.

Relación lineal entre I_s e I_{sal} .

Para la etapa de entrada diferencial, T4 y T5, es preciso considerar que el cociente de las corrientes de los colectores viene determinada por la diferencia de tensión entre las bases:

$$U_5 - U_4 = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4} \quad (1)$$

El factor KT/q varía en función del material semiconductor utilizado. El valor de referencia es 25 mV a la temperatura ambiente. I_4 e I_5 pueden definirse de otro modo: la diferencia entre las dos corrientes corresponde a la corriente de salida I_{sal} , y su suma es igual a I_B . La fórmula (1) anterior puede convertirse en:

$$U_5 - U_4 = \frac{KT}{q} \ln \frac{\frac{1}{2}I_B + \frac{1}{2}I_{out}}{\frac{1}{2}I_B - \frac{1}{2}I_{out}} \quad (2)$$

Sin embargo, la misma tensión ($U_5 - U_4$) aparece también a través de D2 y de D3. Ello significa que lo siguiente también debe ser cierto:

$$U_5 - U_4 = \frac{KT}{q} \ln \frac{\frac{1}{2}I_D + I_s}{\frac{1}{2}I_D - I_s} \quad (3)$$

Mediante cálculos no complicados se llega, comparando (2) con (3), a la relación siguiente:

$$I_{out} = 2 I_s \left(\frac{I_B}{I_D} \right) \quad (4)$$

1

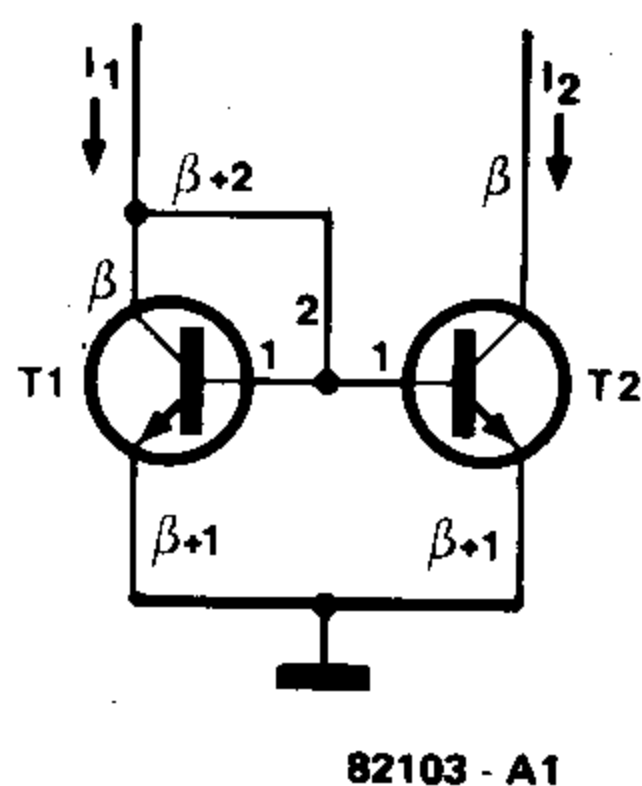


Figura 1. La versión básica de un espejo de corriente.

3

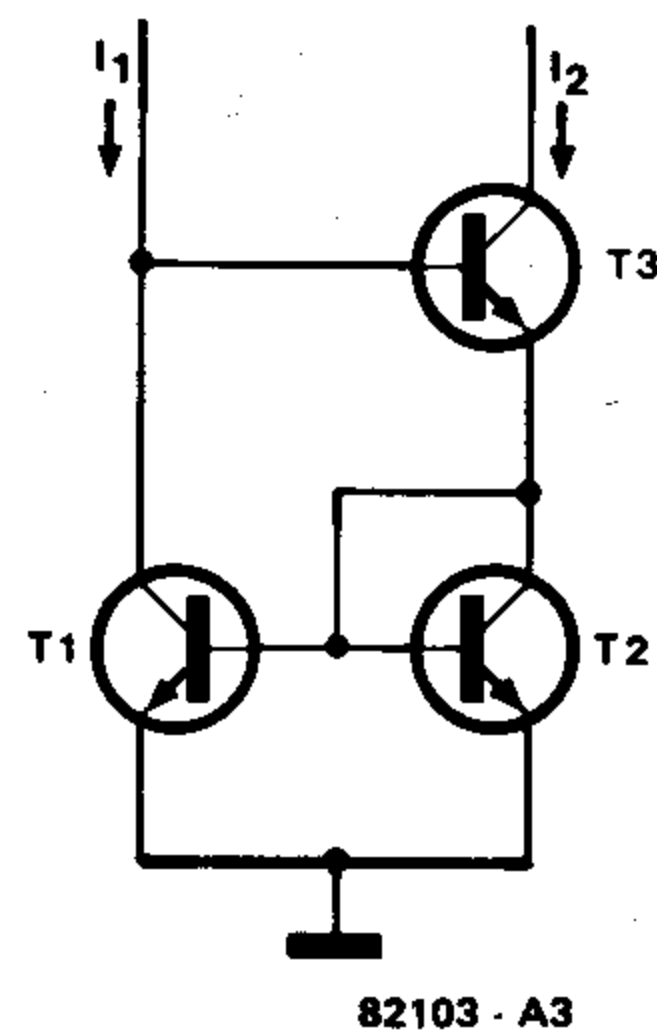


Figura 3. Una versión ampliada del espejo de corriente.

2

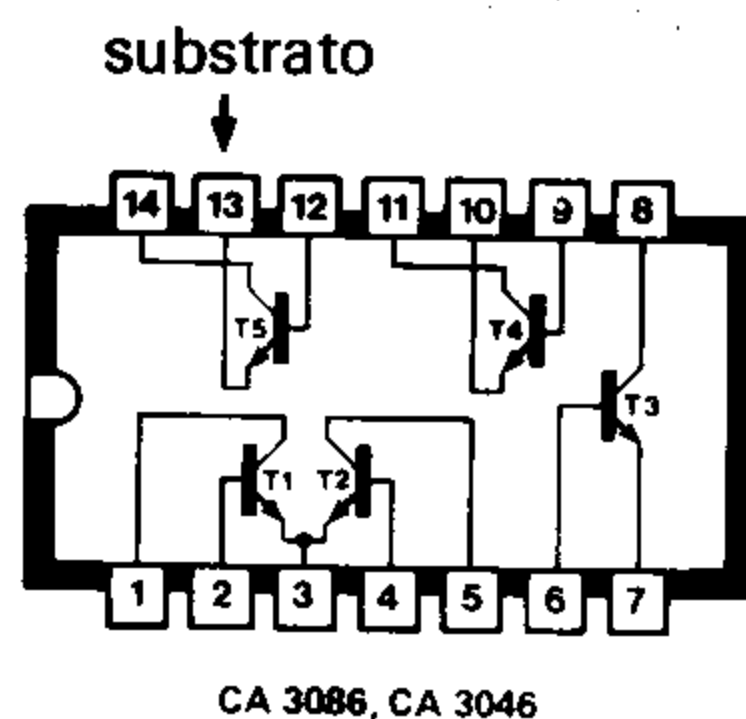
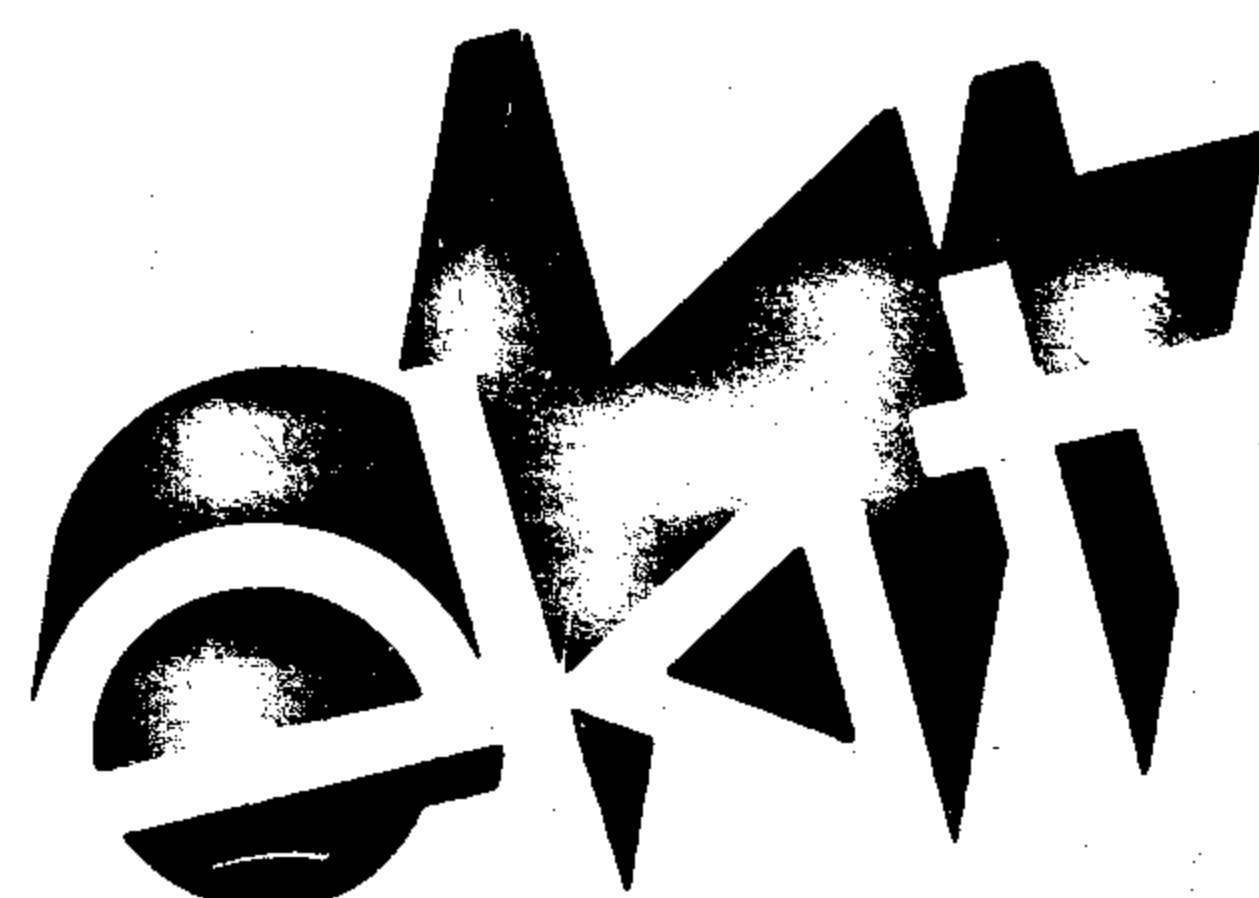


Figura 2. El circuito de prueba.

que atraviesa T1 sea exactamente la misma que I_1 . Dicho de otro modo, I_1 e I_2 son idénticas. La única diferencia es la corriente de base algo más elevada que necesita T3 para dejar pasar una corriente de colector más alta. Como se expuso anteriormente, este error reduce proporcionalmente la ganancia en corriente de T3. Este espejo de corriente de tres transistores constituye una fuente de corriente casi ideal y se utiliza en el OTA. Obsérvese que T2 está realmente conectado como un «diodo» y se representa como tal en el circuito del OTA. Ni que decir tiene que dada la similitud de los transistores, las variaciones de la temperatura y otros fenómenos similares no tendrán ninguna influencia adversa, puesto que todos los transistores están en la misma pastilla integrada.



squelch automático

¡el silenciador que esperaba!

Un circuito silenciador «squelch» es un montaje que permite suprimir los ruidos molestos que podrían llegar al altavoz, en caso de ausencia de señal procedente de un emisor. Dicho dispositivo es de gran importancia en los sistemas de comunicaciones, ya que el emisor se desconecta entre transmisiones.

Si el receptor no está provisto de un «squelch», el ruido inunda literalmente el altavoz en dichas interrupciones.

Además de la sencillez de su construcción y calibración, el circuito que presentamos tiene la importante ventaja de que no se precisa ser un experto para saber instalarlo en la sección de audio del receptor.

El ancho de banda de audio en los sistemas de comunicaciones es, casi siempre, relativamente pequeño pero resulta suficiente pues sólo ha de transmitirse información. Esta transferencia suele realizarse por medio de la voz humana y, por consiguiente, el ancho de banda elegido es suficiente para obtener un sonido claramente audible y nada más. Dependiendo de la calidad requerida, el ancho de banda suele ser del orden de magnitud de 1,5 a 4,5 kHz, que es un valor que resulta familiar para los radioaficionados y para los usuarios de la banda CB (Banda Ciudadana).

Como ya indicamos anteriormente, los equipos utilizados suelen desconectarse inmediatamente después de que se haya completado la transferencia de información. El ruido emitido por el altavoz puede suprimirse con el empleo de un circuito de esta naturaleza.

Esencialmente, hay tres principios básicos que permiten la supresión del ruido: el squelch de portadora, el de ruido y el de la relación señal/ruido. El de portadora deduce su información de la presencia o de la ausencia de la portadora emitida por la emisora. Es evidente que este sistema no puede utilizarse con transmisiones de banda lateral única (BLU o SSB) o de banda lateral doble (BLD o DSB), pues se suprime la onda portadora.

El squelch de ruido comprueba si el transmisor es activo, o no lo es, examinando la cantidad de ruido existente fuera de la banda de paso de audio, puesto que una potente señal de ruido se produce cuando no hay señal del transmisor.

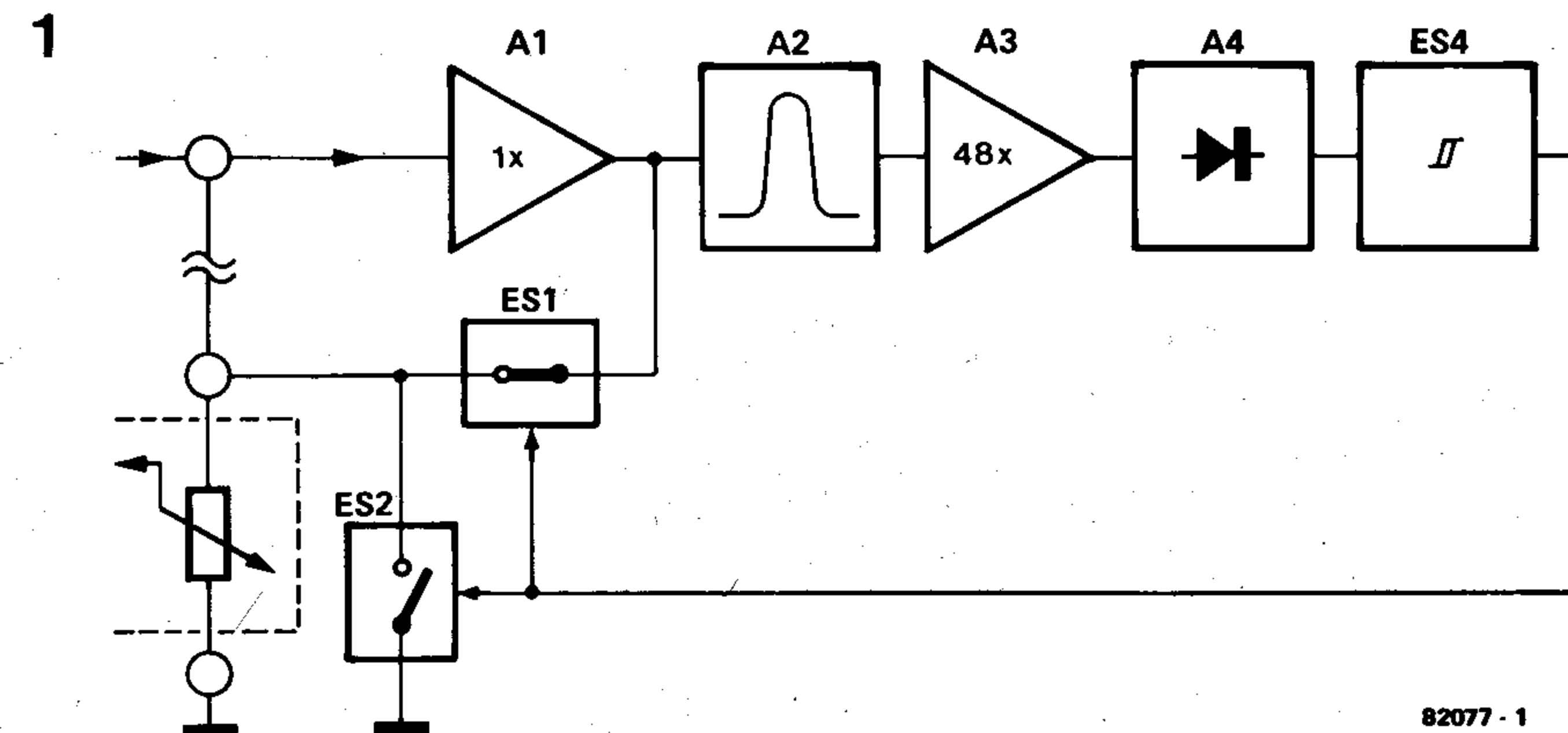
Finalmente, se tiene el squelch de la relación señal/ruido. Con este procedimiento se efectúa una comparación permanente de la relación señal/ruido de la señal de audio. Cuando dicha relación es inferior a un valor predeterminado, la señal de audio ya no se transmite al amplificador de BF. Este último sistema tiene el inconveniente de requerir un montaje algo más complejo y más extendido que los otros dos sistemas.

Volvamos un poco atrás, a cuando hablamos de los anchos de banda de los sistemas de comunicaciones. Este será nuestro punto de partida, puesto que vamos a describir un circuito supresor de ruido completamente autónomo.

Este circuito está primariamente concebido para receptores de FM de banda estrecha (tales como equipos de CB). Nuestra intención es construir un circuito que examine el nivel de ruido existente en las etapas de audio dentro de una pequeña banda de frecuencias y apenas fuera del espectro de audio de este pequeño receptor. El recorrido de la señal entre la salida del demodulador y la entrada de audio se interrumpe tan pronto como el ruido supera un nivel predeterminado. En consecuencia, el altavoz quedará silencioso hasta que se reciba una transmisión real.

Diagrama de bloques

En la figura 1 se ilustra el diagrama del bloques del circuito de control del squelch automático, con lo que se facilitará su examen. La señal de salida procedente del demodulador ya no se envía al dispositivo de ajuste del volumen, sino hacia un amplifi-



82077 - 1

Figura 1. Diagrama de bloques del control de squelch automático.

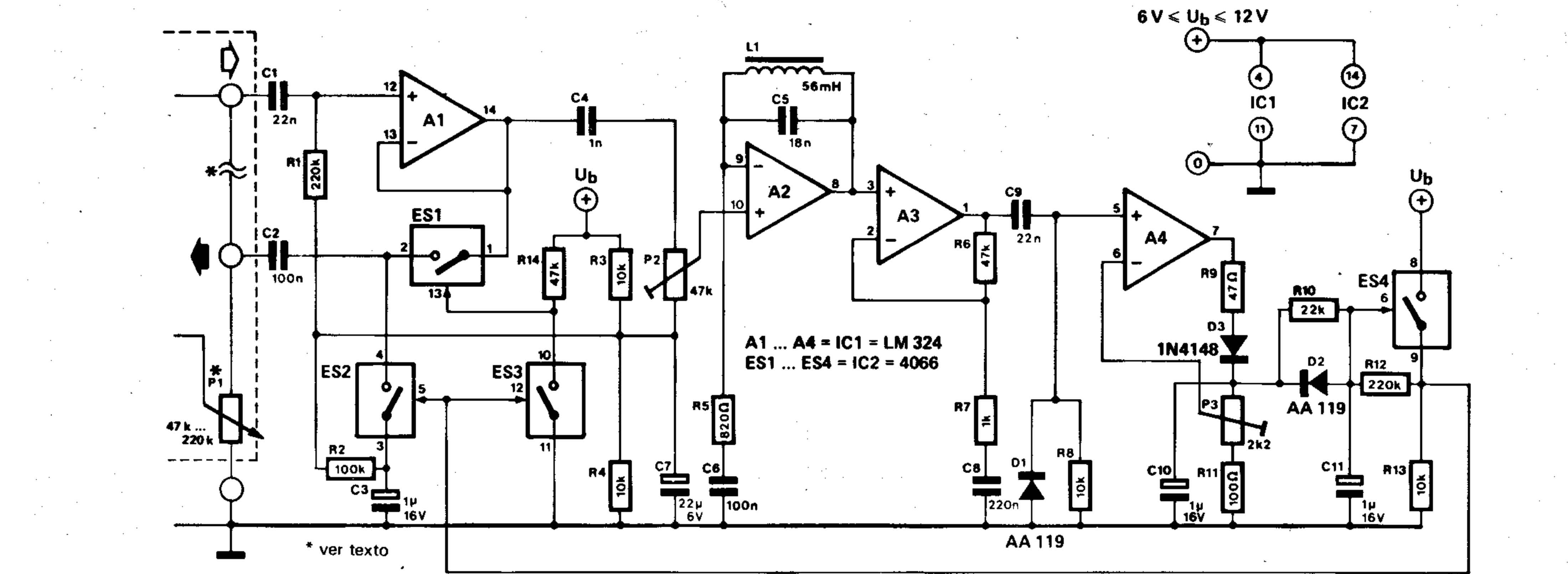


Figura 2. Esquema circuital del control de squelch automático.

cador separador (buffer) A1. La salida de este último se realimenta al control del volumen (la entrada de audio) a través de un interruptor electrónico (ES1). Sin embargo, la salida de A1 se aplica también, a través de un filtro paso banda (A2), a un amplificador (A3) y a una etapa rectificadora (A4). El ruido que deja pasar el filtro es objeto de amplificación y rectificación, y es el valor que aparece a la salida del rectificador el que determina la apertura o el cierre del interruptor electrónico ES4. Dicho interruptor controla, a su vez, a los interruptores ES1 y ES2.

Si el nivel de ruido es inferior al valor predeterminado, el conmutador ES1 se abre y el ES2 se cierra. Al estar abierto ES1, se permitirá la transmisión de la señal de salida procedente del demodulador hacia el potenciómetro de volumen (etapa de audio). Si, por el contrario, el ruido supera el valor predeterminado, ES1 estará abierto y ES2 cerrado, con lo que se interrumpe efectivamente el recorrido de la señal y se cortocircuita la entrada a las etapas de audio. Hemos decidido incluir esta combinación de ES1/ES2 para evitar la aparición en el altavoz de cualquier clase de ruidos molestos de conmutación procedentes del amplificador de salida.

El circuito

En la figura 2 se muestra el esquema de principio del circuito presentado. La conexión al extremo «activo» del potenciómetro de volumen se corta en el interior del receptor. A continuación, este cable se conecta a la entrada del amplificador operacional A1, en funciones de buffer. La salida del amplificador separador A1 se conecta, luego, al extremo activo del potenciómetro de volumen a través de ES1.

Como el circuito se alimenta por una sola tensión, es necesario que se polaricen «arti-

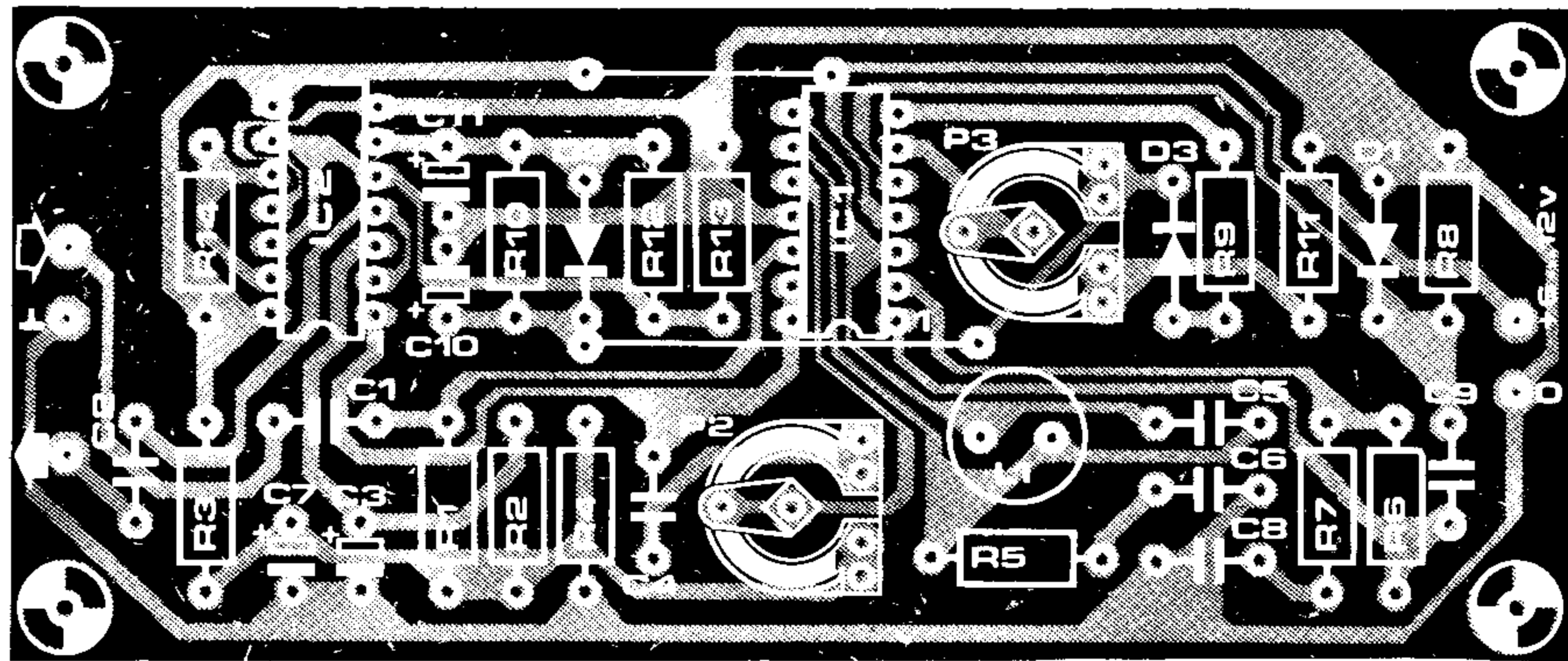
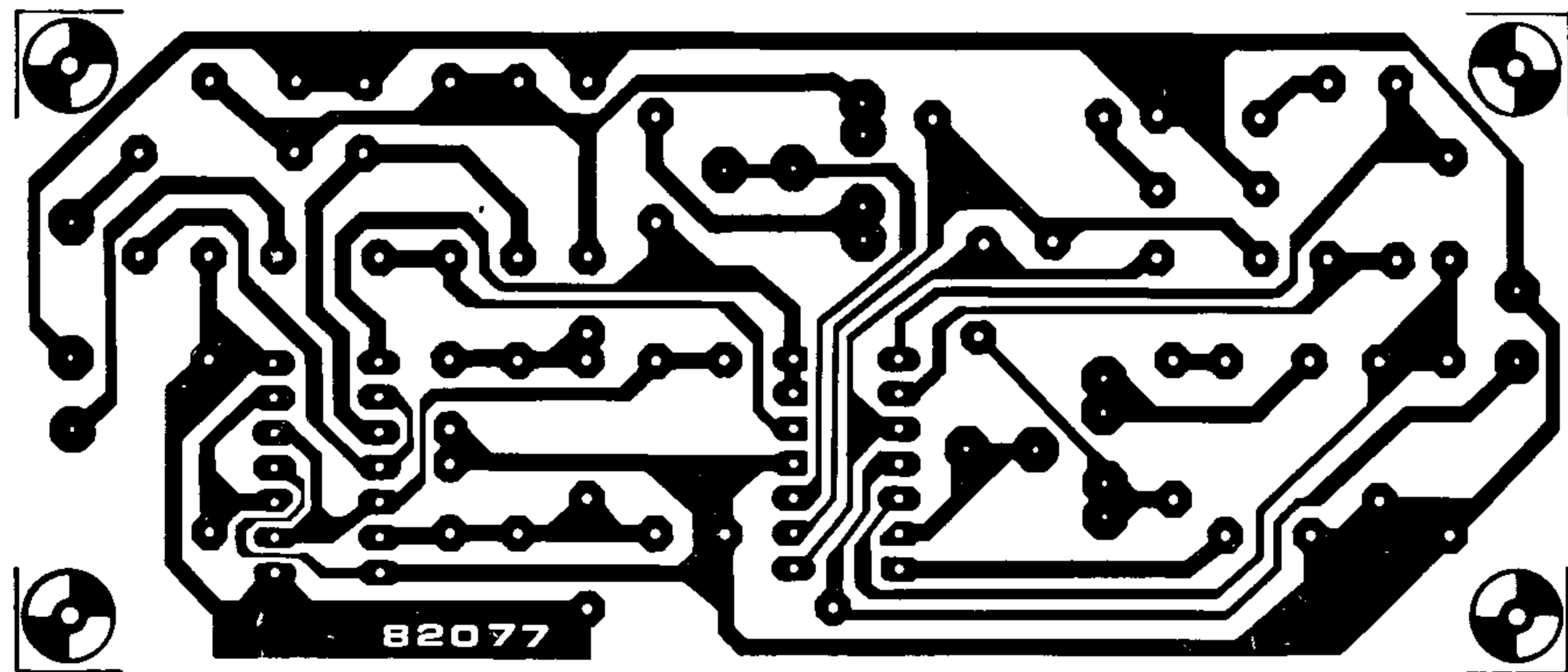


Figura 3. Placa de circuito impreso y disposición de los componentes para el control de squelch automático.

Lista de componentes:

Resistencias:

R1, R12 = 220 k
R2 = 100 k
R3, R4, R8, R13 = 10 k
R5 = 820 Ω
R6, R14 = 47 k
R7 = 1 k
R9 = 47 Ω
R10 = 22 k
R11 = 100 Ω

P2 = 47k ajustable
P3 = 2k2 ajustable

Condensadores:

C1, C9 = 22 n MKM
C2, C6 = 100 n MKM
C3, C10, C11 = 1 μ /16 V
C4 = 1 n MKM
C5 = 18 n MKM
C7 = 22 μ /6 V
C8 = 220 n MKM

Semiconductores:

D1, D2 = AA 119
D3 = 1N4148
IC1 = LM 324
IC2 = 4066

Varios:

L1 = choque 56 mH

ficialmente» los amplificadores operaciones con una tensión continua suplementaria, destinada a permitir su control. Esta tensión se obtiene por medio del divisor de tensión R3/R4, de la resistencia R1 y del potenciómetro preajustado P2. En consecuencia, las entradas no inversoras de A1 y de A2 reciben aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación.

La salida de A1 está conectada a ES1 y, por intermedio de C4 y de P2, al filtro paso banda que constituye el amplificador operacional A2. La red sintonizada L-C, intercalada entre la salida y la entrada negativa de A2, determina la frecuencia central de la banda de paso. Es muy fácil cambiar esta frecuencia modificando los valores de L1 o de C5 o de ambos componentes. Con los valores indicados, la frecuencia central se sitúa en las proximidades de 5 kHz. El nivel de la señal alimentada a la entrada del filtro paso banda puede ajustarse por medio de P2.

En su recorrido hacia la etapa rectificadora, construida sobre la base de A4, la señal de salida procedente del filtro paso banda se amplifica considerablemente por medio del amplificador operacional A3. La ganancia de la etapa rectificadora puede ajustarse por medio del potenciómetro preajustado P3.

La parte del circuito construida alrededor de ES4 no sólo actúa como un disparador Schmitt, sino que también asegura que el conmutador no se esté abriendo y cerrando continuamente. Cuando la tensión en los bornes del condensador C10 supera un valor elegido, ES4 se activa y aparece en los bornes de R13 la totalidad de la tensión de alimentación. La combinación de D1, R10 y R12 permite retardar un poco la activación y desconexión del conmutador, cuando cambie la tensión de salida de A4. Este proceso permite evitar que los impulsos de ruido cortos influyan sobre el circuito.

El punto de unión de ES4 y de R13 está conectado a ES2 y ES3, lo que hace que el par ES3/R14 trabaje como inversor y que excite alternativamente a ES1. Se encuentra el mismo principio de funcionamiento que el descrito al estudiar el diagrama de bloques; es decir, que en caso de ausencia de ruido, o de ruido débil, ES1 está cerrado y ES2 abierto, lo que permite a la señal que sale de A1 llegar al potenciómetro de volumen. Si el ruido es importante, ES1 está abierto y ES2 está cerrado, lo que hace que el altavoz permanezca «silencioso como una tumba».

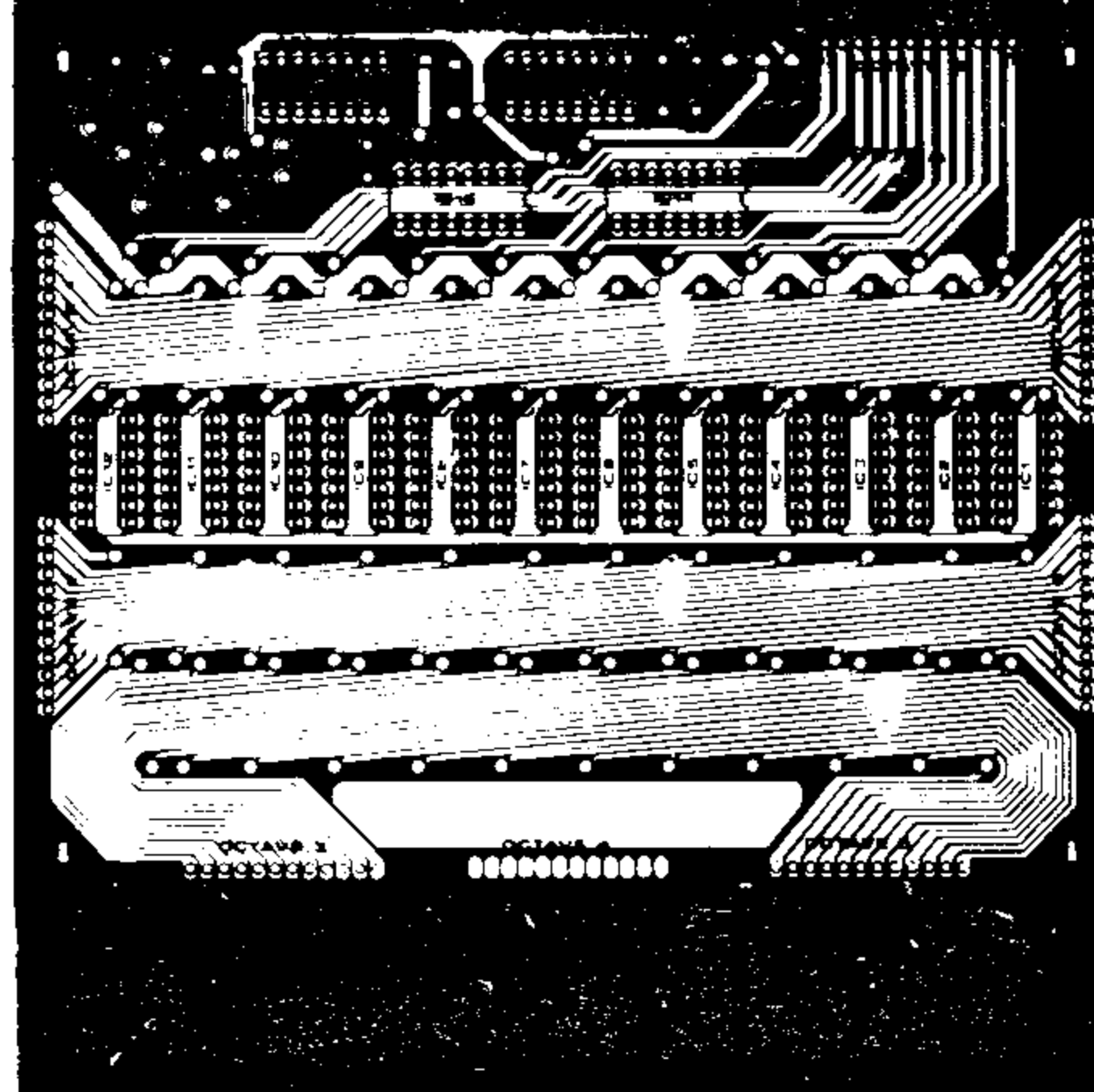
Montaje y calibración

La figura 3 es una representación del circuito impreso y muestra la disposición de los componentes. El montaje no debería plantear el menor problema pues, si lo examinamos a fondo, nos daremos cuenta de que es poco complicado. La ubicación del montaje en el receptor es la sencillez misma; el control del volumen es bastante fácil de encontrar y suele existir espacio suficiente, en el interior del equipo, para instalar la placa. De no ser así, el circuito silenciador puede montarse en una pequeña caja separada. No hay el menor riesgo al proceder de esta manera, pues los dos hilos que constituyen la conexión (en el caso de una caja separada) sólo transportan señales de B.F. La tensión de alimentación del squelch puede elegirse dentro de los límites siguientes: entre 6 y 12 voltios. El consumo de corriente es sólo de unos pocos miliamperios, por lo que es muy probable que pueda utilizarse la fuente de alimentación del receptor.

La calibración es de una sencillez bíblica. El nivel de entrada a A2 se ajusta previamente por medio de P2, de tal forma que estén correctamente limitados los picos de ruido en la salida de este amplificador operacional (en efecto, A2 actúa como amplificador y es preciso evitar que la tensión en su salida alcance la magnitud de la tensión de alimentación, pues ello traería consigo fenómenos de batido). El potenciómetro P3 permite establecer el umbral de disparo de ES4 (es decir, el nivel de ruido a partir del cual actúa el squelch). Encontrar la posición adecuada de P2 puede parecer difícil pero la realidad es bien distinta y resulta relativamente fácil. Se constata, en efecto, que en caso de deficiente ajuste de la posición de P2, el montaje experimenta períodos aleatorios de funcionamiento y de interrupción. En estos casos, se sigue actuando sobre P2 hasta que el circuito reaccione correctamente.

Nuestro squelch automático puede utilizarse en un gran número de aplicaciones, por ejemplo, con transceptores CB e incluso con otro tipo de montajes más próximos al lector asiduo: el «mini-receptor de OM» (Elektor, Septiembre 1982), o el «bucle de escucha» (Elektor, Mayo 1982). Por lo que respecta a este último, el squelch sólo se aplicará cuando se utilice el bucle como interfono o «babyfono».

SERVICIOS DE ELEKTOR



EPS servicio circuitos impresos

Muchos de los circuitos de Elektor se acompañan de la correspondiente placa de circuito impreso.

Para algunos de estos diseños se suministra la placa de circuito impreso totalmente acabada, con serigrafía y taladrado.

La sección «servicios de elektor» de cada revista, incluye una relación completa de los circuitos impresos disponibles.

Hay que tener en cuenta que sólo son suministrables las placas de circuito impreso que figuran en la relación EPS. El hecho de publicar en determinado artículo el diseño de su circuito impreso, no implica necesariamente que sea suministrable por Elektor. El pedido de las placas de circuito impreso se realizará por medio de la correspondiente tarjeta en la que, además de la relación de placas, se indicará la forma de pago y los datos del lector.

Dentro de la sección «Quién y Dónde» están referenciados los establecimientos de electrónica que, además de distribuir la revista ELEKTOR, comercializan las placas del servicio EPS.



aplikator

el 13600 un nuevo OTA

El nuevo OTA, tipo 13600, se trata de un circuito integrado de gran utilidad. En este artículo examinaremos algunas aplicaciones prácticas. El estudio teórico correspondiente es objeto de otro artículo publicado en este mismo número de Elektor.

No tiene por que surgir ningún problema al trabajar experimentalmente con este OTA, siempre que no se sobrepasen los límites de corrientes y tensiones máximas indicadas en la tabla 1 como admisibles. Esta es, en efecto, la única forma de destruir el circuito integrado. No obstante, algunas precauciones sencillas permiten evitar destrucciones prematuras e imprevistas. Según la información disponible, actualmente hay tres proveedores del 13600: EXAR (XR13600), National Semiconductor (LM13600) y Philips (NE5517). La versión de Philips tiene una disposición interna algo distinta (en lo que respecta a algunas fuentes de corriente) pero sigue siendo compatible en sus terminales con las otras dos versiones. Cada circuito integrado contiene dos amplificadores OTA completamente independientes.

En el artículo teórico (El OTA... ¿ser o no ser?) se dan los esquemas circuitales correspondientes a las versiones de EXAR y de National Semiconductor y en el presente artículo nos referiremos al diagrama circuitual del tipo de Philips que se ilustra en la figura 1. Este circuito le permitirá constatar en donde radican las diferencias en la estructura interna y le servirá para completar su «esquemateca».

Las aplicaciones para el 13600 se han seleccionado con el criterio de que debe haber algo para todos. El diagrama circuitual de la figura 2 puede parecer, a primera vista, un control de volumen pero, en realidad, se trata de un amplificador de CAG (control automático de la ganancia), cuya función es mantener constante la amplitud de la señal de salida, cualquiera que sea la magnitud de la señal de entrada. Su principio de funcionamiento es el siguiente: Tan pronto como la tensión de salida sobrepasa un valor determinado

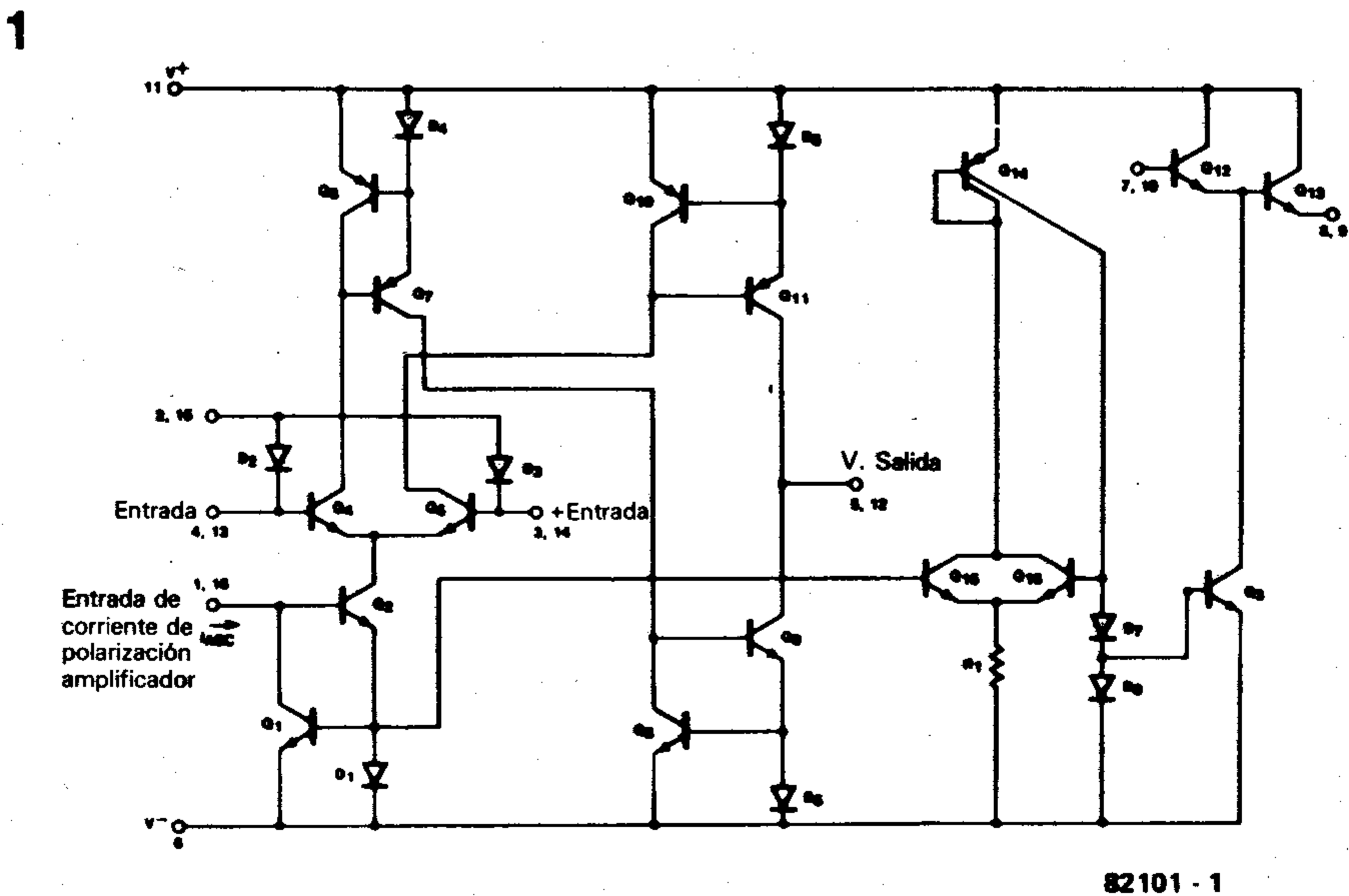


Figura 1. Diagrama circuitual simplificado del 1 NE 5517 de Philips.

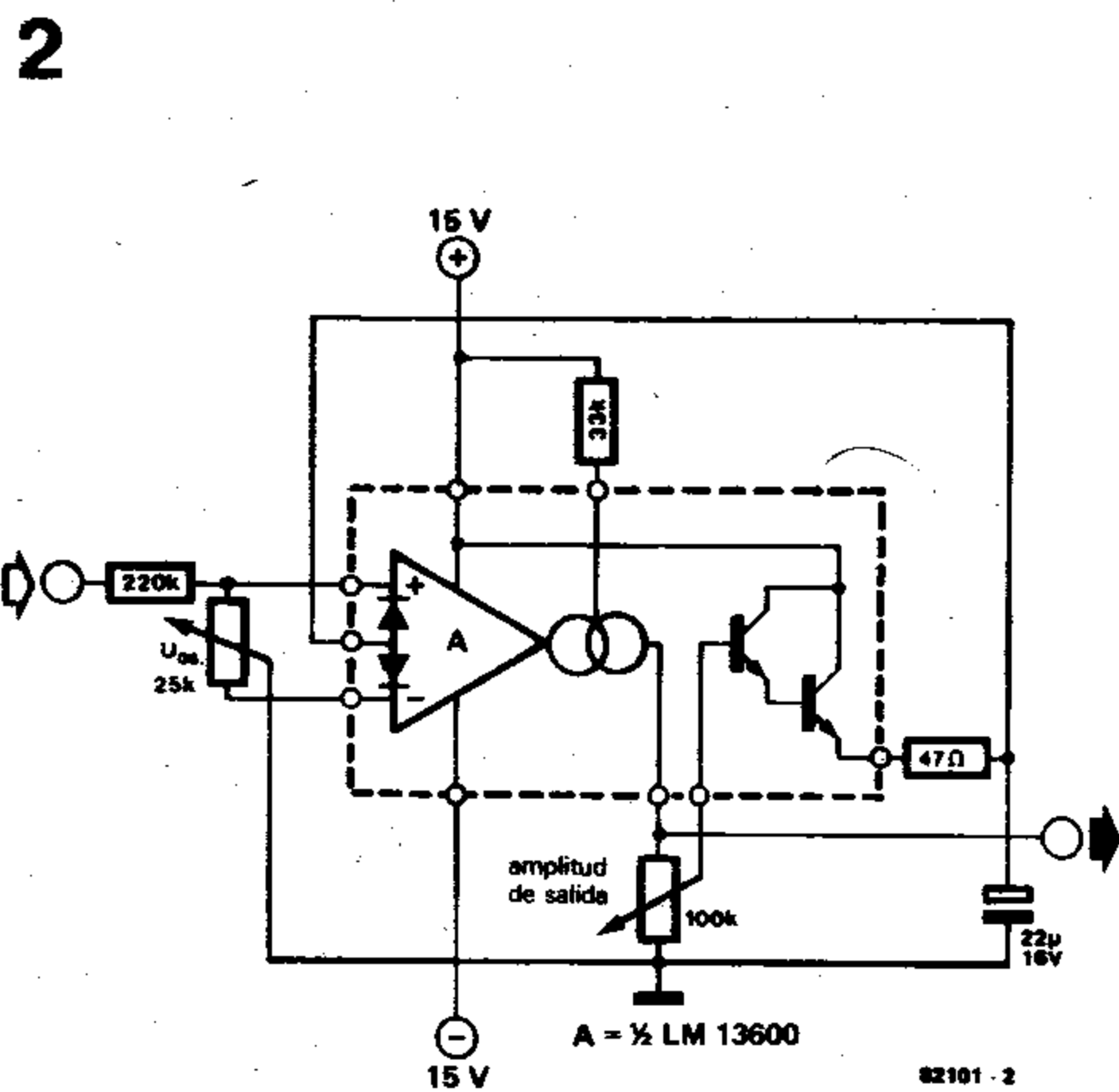


Figura 2. Control automático de ganancia (CAG).

(igual a 3 veces el valor de una unión PN), la etapa Darlington y los diodos de linealidad se ponen a conducir, con lo que se reduce la ganancia y se estabilizará el nivel de salida. El potenciómetro ajustable U_{OS} permite ajustar a cero la tensión de compensación de la salida. Así se posibilita la realización de los filtros de audio sin tener que añadir una gran cantidad de componentes onerosos. En la figura 3 se da un ejemplo de filtro paso-bajo y en la figura 4 se ilustra un filtro de paso-alto. La ganancia es de 1 en el interior de la banda de paso; en el extremo de la banda, más allá de la frecuencia crítica de transición, la ganancia cae a 6 dB por octava (el paso de una octava a otra, en sentido creciente, equivale a doblar la frecuencia). La frecuencia de corte puede calcularse con la utilización de la fórmula indicada en las figuras 3 y 4. Dicha frecuencia de corte se alcanza cuando la relación de la resistencia capacitiva (capacitancia) del condensador C a la pendiente (conductancia, g_m) sea igual a la ganancia del OTA en contrarreactión. La ganancia del OTA viene determinada por la relación entre R y R_A .

En la figura 5 se muestra una clase de circuito completamente diferente. Se trata de un temporizador (o multivibrador monoestable) que tiene la peculiaridad de no consumir corriente en condiciones de reposo, lo que se debe al hecho de que el montaje se «desconecta» por sí mismo, por medio de la conexión existente entre la entra-

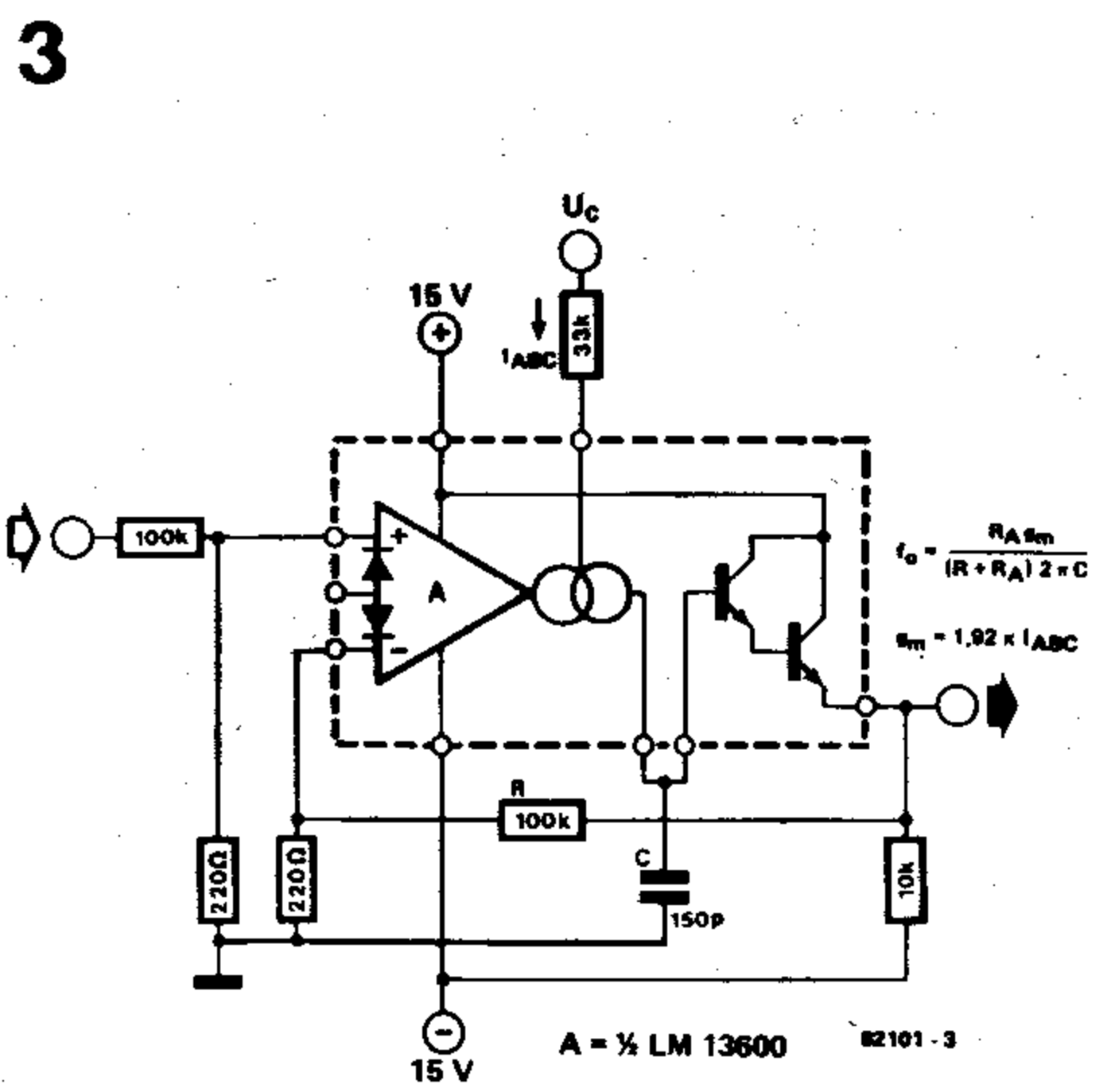


Figura 3. Esquema de filtro de paso-bajo.

da de corriente de polarización y la salida del amplificador operacional.

Cuando la tensión de salida cae a cero, la corriente de polarización se hace nula y ya no circula corriente a través de todas las etapas del OTA y se impide el consumo consiguiente. El temporizador se activa por medio de un impulso positivo enviado a la entrada. Siempre que este impulso sea superior a 2 V, se activará el OTA y su salida pasará al nivel lógico alto, pues la entrada negativa (no inversora) recibe el impulso de activación positivo. Esta situación se mantiene hasta que el condensador C se haya cargado hasta el punto de que la salida del OTA vuelve a bascular a tensión negativa, con lo que se restaura el estado de reposo. El condensador C se descarga no sólo a través de la resistencia de 22 K sino también a través del diodo de polarización, que no debe utilizarse realmente para esta última finalidad.

En la figura 6 se ilustra un sencillo cuentarrevoluciones (tacómetro) bajo la forma de un convertidor de frecuencia/tensión. Un solo circuito integrado permite obtener el montaje completo estudiado. Al funciona como un comparador y debe estar provisto de una red de adaptación adecuada, en caso de necesidad. Se obtiene, entonces, a la salida de A1 unas señales rectangulares bastante perfectas, que transmiten continuamente a C_f la carga de C_f . Si la frecuencia es alta, la transferencia de carga se hace más a menudo, lo

4

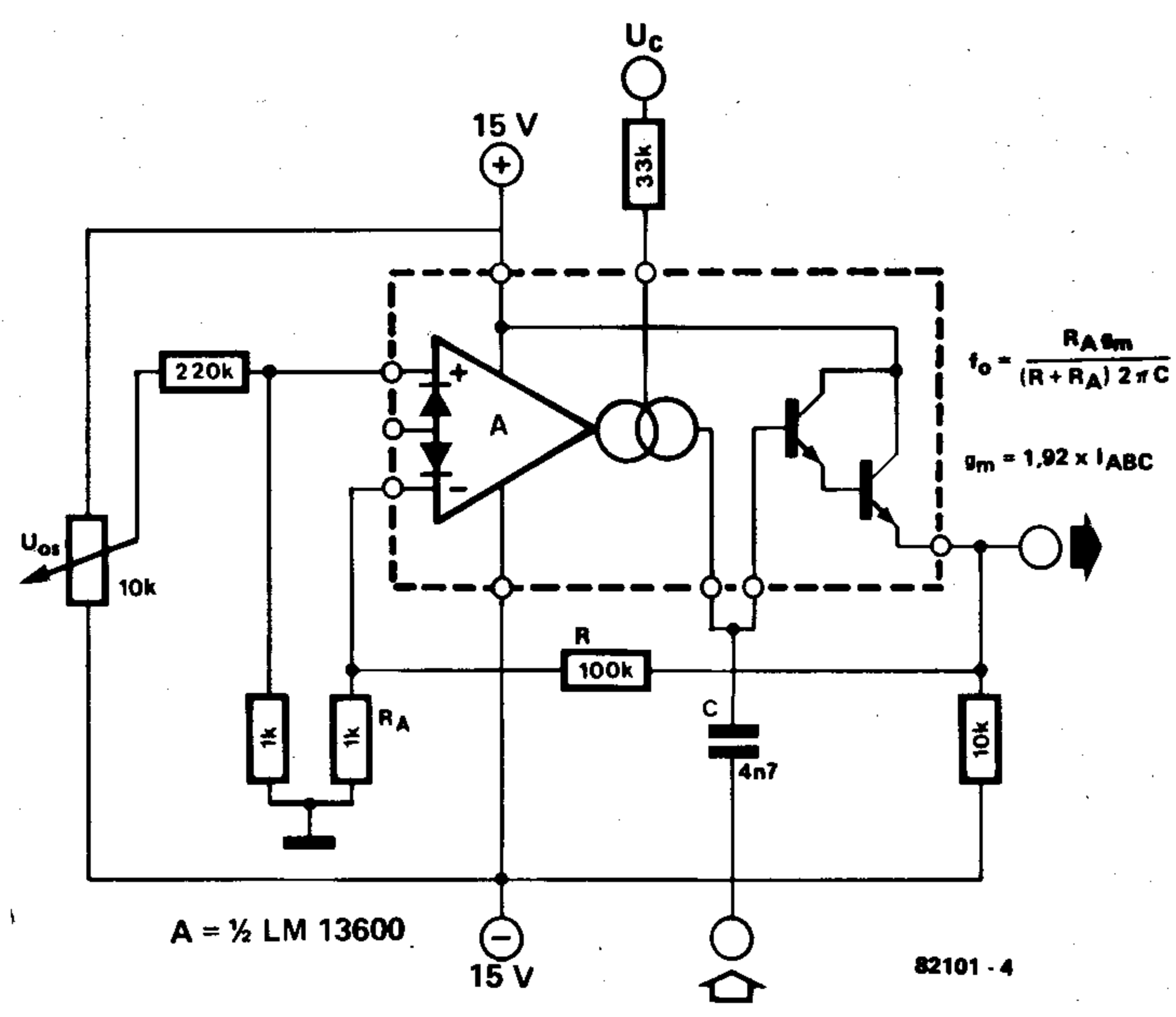


Figura 4. Esquema del filtro de paso-alto.

5

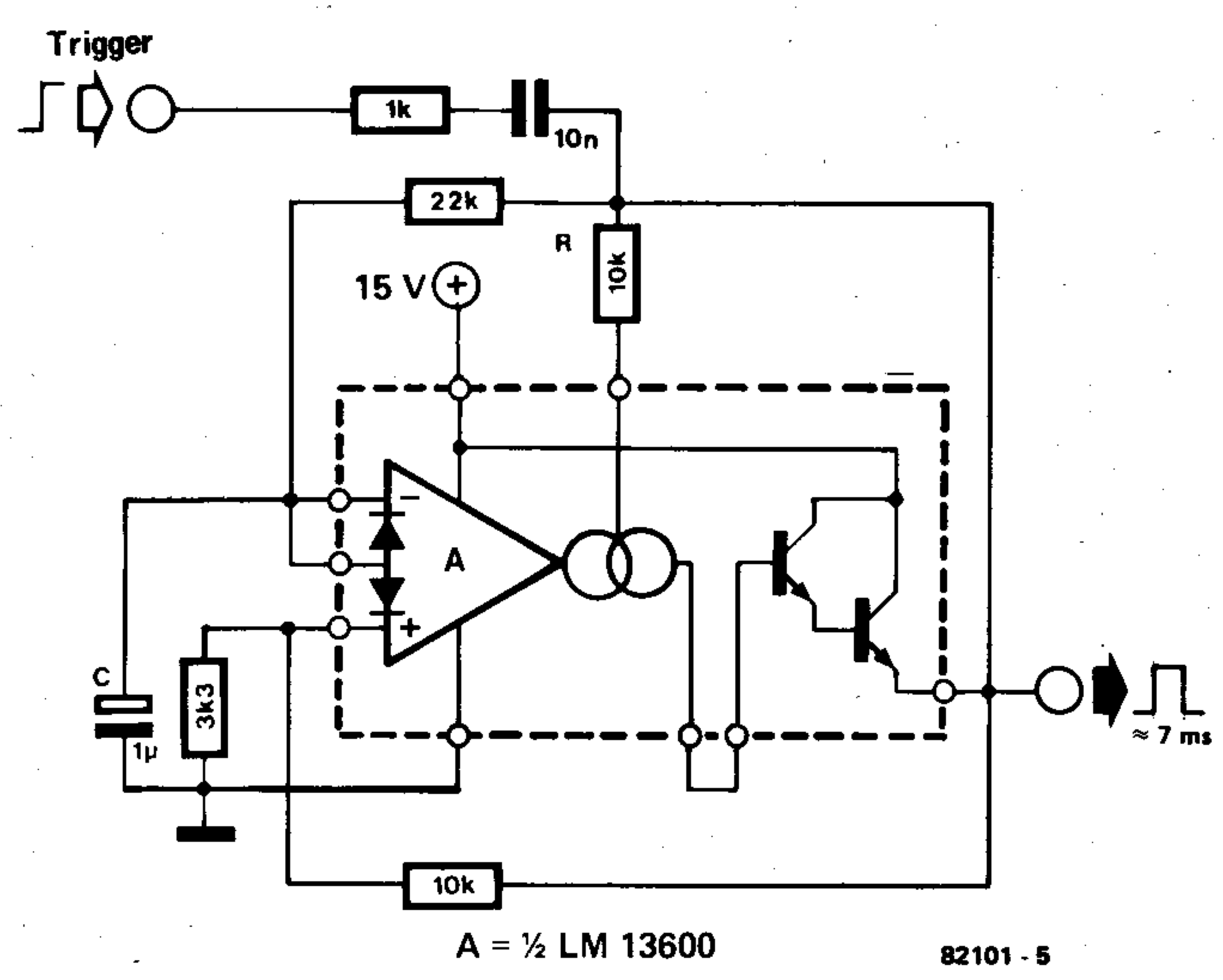


Figura 5. Esquema de un temporizador (multivibrador monoestable).

6

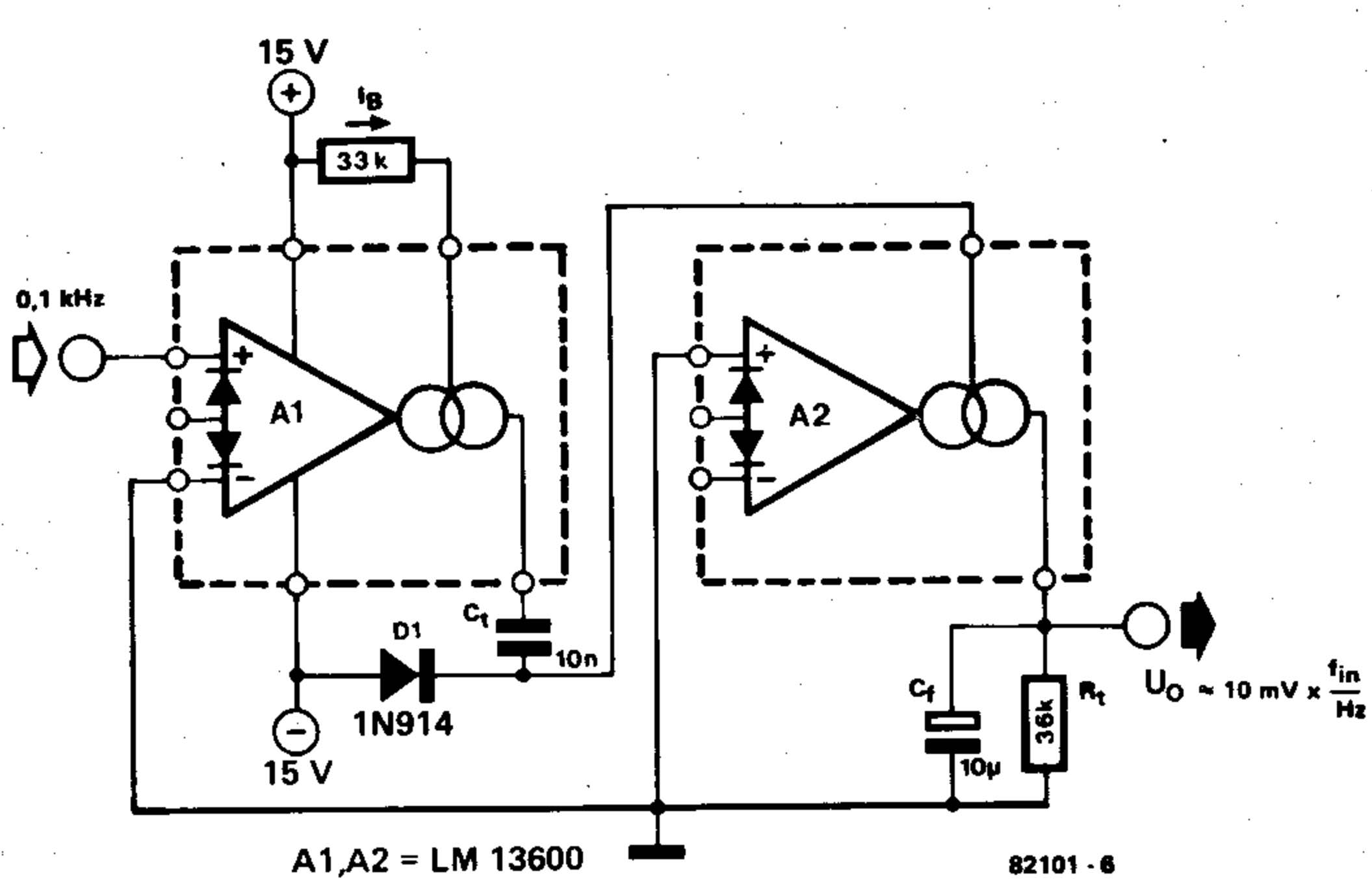


Figura 6. Cuentarrevoluciones simplificado.

7

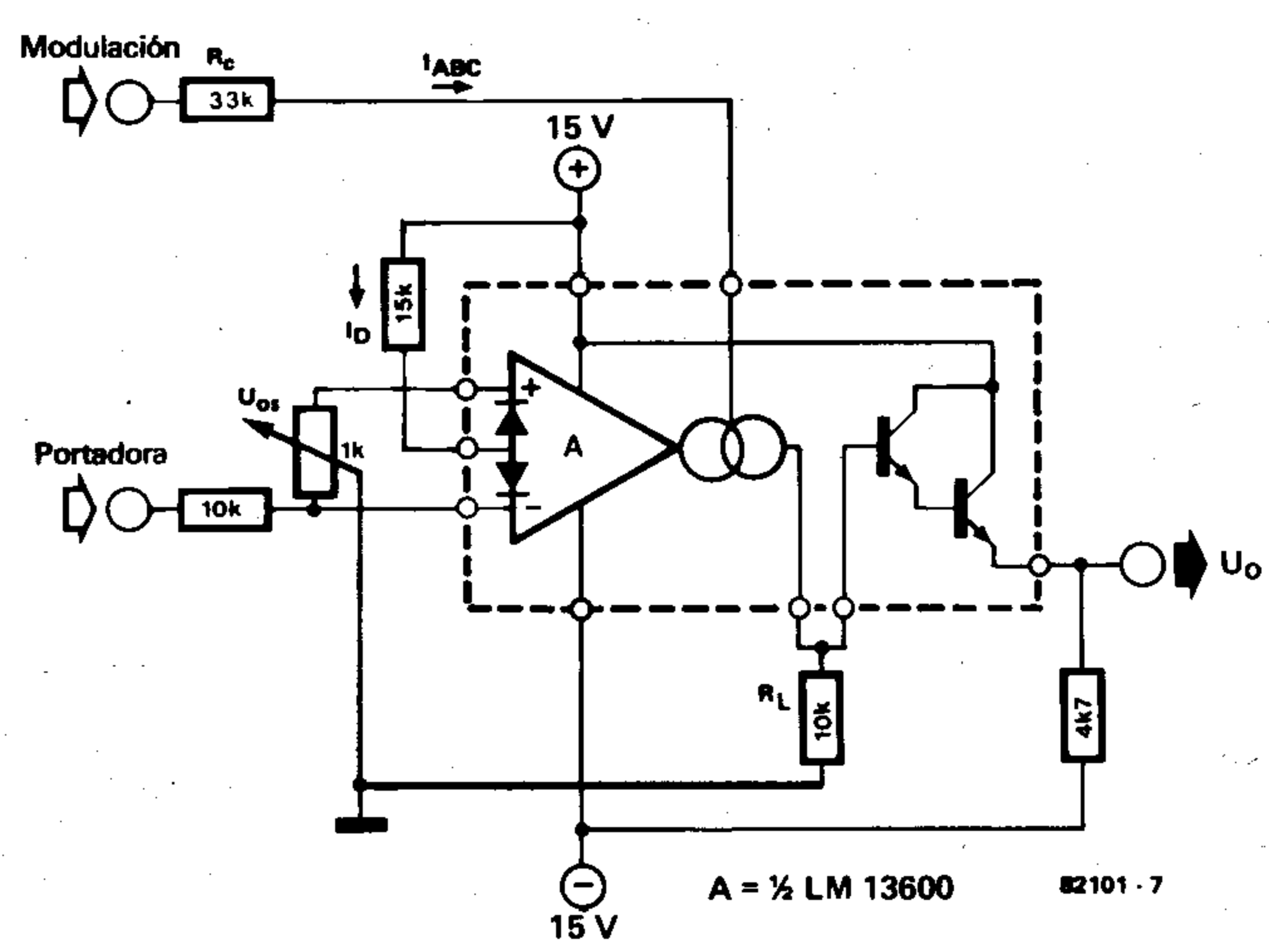


Figura 7. Modulador de amplitud.

Tabla 1

Valores máximos para el C.I. 13600

Tensión de alimentación (UB):	36 V o ± 18 V
Potencia disipada:	570 mW
Tensión de entrada:	de +U a -U voltios
Tensión diferencial a la entrada:	± 5 voltios
Corriente de polarización del diodo ID:	2 mA
Corriente de mando del amplificador Iabc:	2 mA
Corriente de salida del amplificador:	limitada por medios internos
Corriente de salida del montaje Darlington:	20 mA

* Ha de tenerse cuidado en no sobrepasar la capacidad de disipación.

que da lugar, naturalmente, a una tensión de salida más alta. Como una aplicación final, en la figura 7 se ilustra un modulador de amplitud, de utilización menos frecuente. La frecuencia de la portadora se envía a la entrada y la modulación se obtiene variando la ganancia con la ayuda de la corriente de polarización.

