

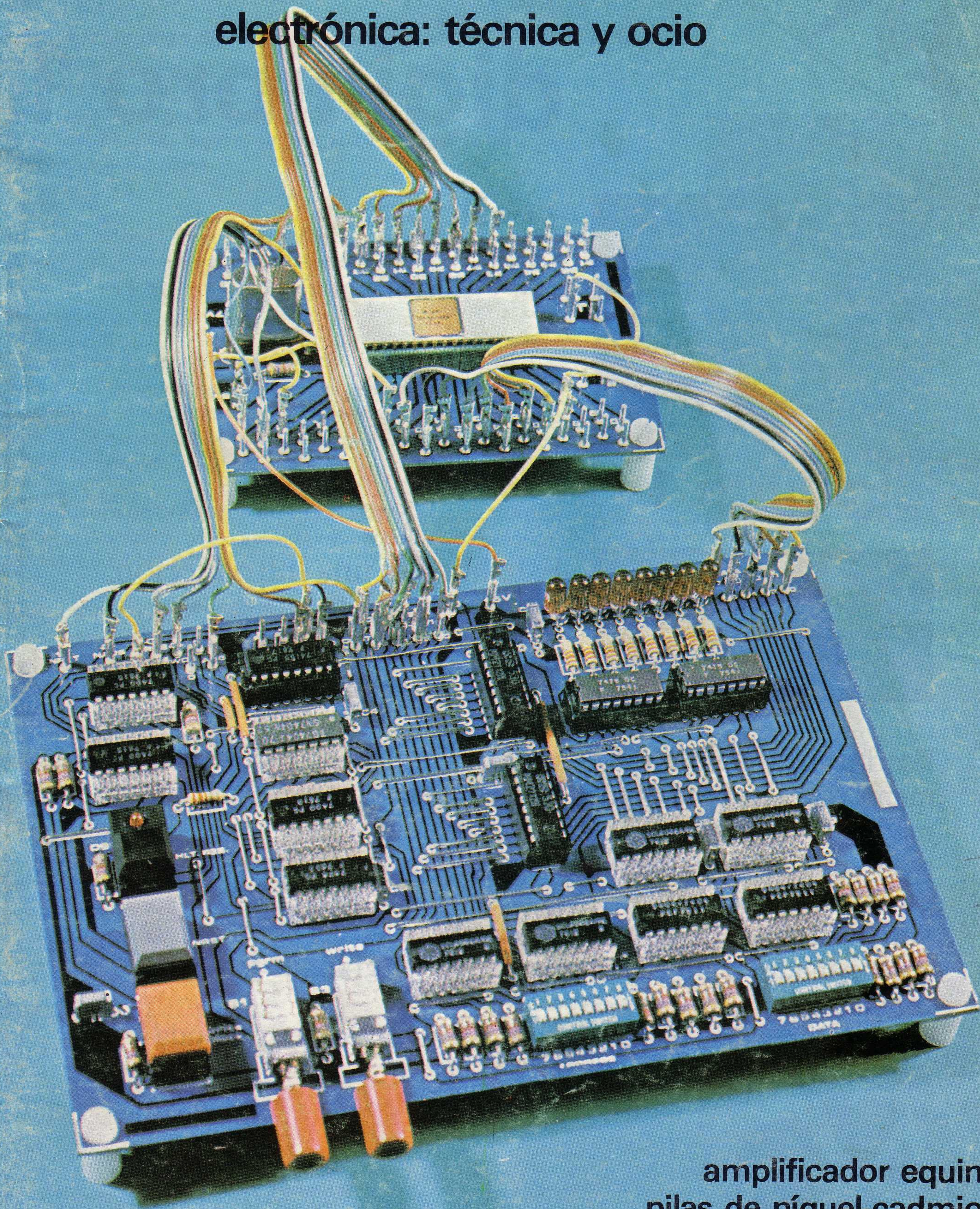
elektor

N.º 3

mayo/junio 1980

160 pts.

electrónica: técnica y ocio



amplificador equin
pilas de níquel-cadmio
los microprocesadores de elektor

Selektor	5-01
La pérdida de información en las cintas magnéticas.	
Pilas de níquel-cadmio	5-04
Este artículo explica en qué casos son especialmente interesantes este tipo de pilas; es decir, en qué casos pueden resultar más económicas que las corrientes. Además, se dan algunos consejos para prolongar su vida útil.	
Cargador de pilas de níquel-cadmio	5-12
Un cargador de pilas (baterías) de Ni-Cad fiable puede ser muy útil para todas aquellas personas que utilizan aparatos de radio portátiles, flash y demás aparatos alimentados por pilas. Por otra parte, su precio está bajando, de manera que empieza a ser rentable su empleo en muchos casos.	
Equin	5-16
Este diseño de etapa de potencia tiene varias posibilidades que permiten construir un amplificador HI-Fi estereofónico en varias versiones (20 + 20 W la de mínima potencia, 50 + 50 W la de máxima).	
Generador de funciones CMOS	5-31
Con un solo circuito integrado 4049B de tecnología CMOS y unos pocos componentes discretos se puede construir un sencillo generador de funciones con tres formas de onda que cubre todo el espectro de audiofrecuencias.	
Los microprocesadores de ELEKTOR	5-33
Una breve descripción de los tres sistemas con microprocesador desarrollados por ELEKTOR.	
Potenciómetros «a medida»	5-37
Los potenciómetros que se comercializan normalmente son de característica lineal o logarítmica, sin embargo, a veces es necesario utilizar potenciómetros especiales. En este artículo explicamos cómo modificar la curva característica de un potenciómetro.	
Soldador de temperatura controlada	5-41
Unidad de control termostática, fácil de montar y realizada empleando componentes normales.	
Diviértase con el modulador	5-47
Los músicos profesionales gastan mucho dinero en sofisticados equipos que les permiten obtener su «sonido característico». Para los aficionados a la electrónica éste puede resultar sencillo con el circuito que presentamos aquí.	
Mercado	5-50

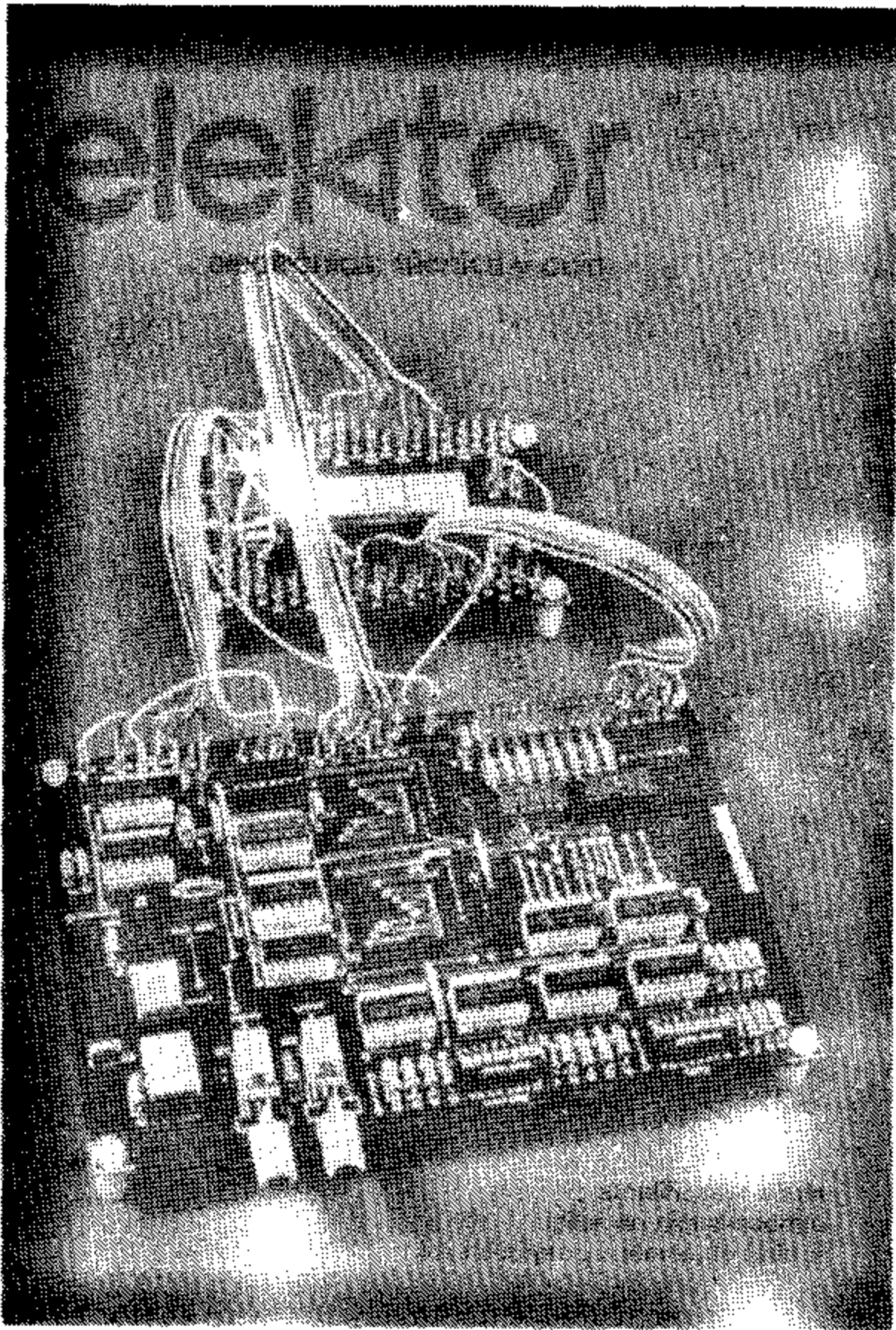
sumario

sumario

sumario

suma

sur



La era del ordenador personal ha comenzado. En ELEKTOR le enseñaremos cómo construirlo.



elektor 3

año 1, núm. 3 mayo/junio 1980

Redacción y Administración: Ginzo de Limia, 48
Teléf. 739 77 43. Madrid-29

Editor español: Ingelek, S. A.

Director: Antonio M. Ferrer

Redactor jefe de la edición internacional: Bob W. van der Horst

Cuerpo de redacción: Asesor técnico:
J. Ignacio Alegría
Redactores técnicos:
J. Barendrecht, G. H. K. Dam,
P. Holmes, E. Krempelsauer,
A. Nachtmann, G. Nachbar,
K. S. M. Walraven

Impresión: Gráficas Elica. Boyer, 5. Madrid-32

Publicidad: Maol. Lérida, 68. Madrid-20
Tels. 279 72 11 y 279 73 45

Depósito Legal: GU-3-80

Suscripciones: M. A. Buitrago

Ejemplar sencillo 160 ptas.
Ejemplar doble 320 ptas.
Ejemplares atrasados Precio de portada más 64 pe-
setas de gastos de envío si
se solicita contra reembolso.

Suscripción 1980 (6 números)

España 800 ptas.
Extranjero (correo normal) 1.300 ptas. ó 18 \$
Extranjero (correo aéreo) 1.600 ptas. ó 22 \$

En 1980 Elektor aparecerá con carácter bimensual, siendo doble el número correspondiente a julio/agosto.

DERECHOS DE REPRODUCCION:
Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Nederland.
Elektor Verlag GmgH. 5.133. Gangelt. Deutschland.
Elektor Publishers Ltd, Canterbury CT1 1PE, Kent, U. K.
Elektor Sarl. Le Doulieu 59940. Estaires, France.
Elektor, Via dei Lavoratori, 124. 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 a los circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.
Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser realizados para usos privados o científicos, pero no comerciales.
La utilización de los esquemas 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 la sociedad editora acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo o hacerlo modificar por su cuenta. La sociedad tiene también el derecho de traducir o de hacer traducir un artículo y de 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 editora no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

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

CT	Consulta técnica	S	Suscripciones
DR	Director	RA	Revistas atrasadas
CD	Cambio de dirección	ESS	Servicio de Software
EPS	Circuitos impresos	P	Publicidad
SC	Servicio comercial		

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante. En caso contrario no se atenderá la consulta.

Copyright © 1980. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, Nederland).

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

Se solicitará control de OJD.

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 díodos 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_{CE0} 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, la familia BC179 excepto el BC159 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
$I_{Fmáx.}$	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 μ A	100 μ 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: $2k7 = 2700 \Omega$
 $470 = 470 \Omega$

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

— Valores de capacidades:
 $4p7 = 4,7 \text{ pF} = 0,000000000047 \text{ F}$
 $10n = 0,01 \mu \text{F} = 10^{-8} \text{ F}$

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60 V; 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 $U_b = 10 \text{ V}$, en vez de $V_b = 10 \text{ V}$.

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.

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.

selektor

Campos magnéticos

La amenaza más obvia para una grabación magnética es la presencia de algún imán permanente en sus inmediaciones. Este puede provocar un campo magnético fuerte y constante sin utilizar ninguna fuente externa de energía. Se realizó un amplio grupo de pruebas con imanes permanentes y se encontró que para un nivel de pérdida de señal del 50 por 100 del valor original no se produce pérdida alguna de los datos digitales almacenados, ya que los datos a ese nivel pueden ser recuperados durante las operaciones normales de lectura.

Por ejemplo, se ensayó con un potente imán de herradura capaz de levantar 40 libras (18 kg.). Colocándolo directamente contra el borde del carrete que contiene la cinta, se observó una reducción de la señal grabada del 80 por 100 del valor original en el comienzo de la cinta. Sin embargo, 350 pies (107 m.) más adelante el nivel de la señal era ya del 50 por 100 del valor original, con lo que la cinta en ese punto pudo ya empezar a ser leída; es decir, se perdieron datos sólo en los primeros 107 metros de cinta. La disminución del nivel de borrado se explica fácilmente por el progresivo debi-

litamiento del campo magnético del imán conforme nos alejamos de él (puntos más internos del carrete).

Puesto que la intensidad de campo magnético disminuye aproximadamente según el cubo de la distancia al imán (a 10 mm. del imán la intensidad de campo es del orden de 1/1000 de la que tenemos cuando estamos a 1 mm.) es lógico que con el imán situado a 1 pulgada (25,4 mm.) del borde del carrete la pérdida de señal fuese solamente del 22 por 100 y no había por tanto pérdida de datos. En conclusión, resultaría imposible para cualquier imán oculto producir pérdida de datos si hay al menos seis pulgadas (15 cms. aproximadamente) de distancia entre imán y cinta.

Incluso con un potente electroimán, provisto de un gran núcleo metálico, colocado a 1,3 pies (0,41 m.) por encima de cintas grabadas, no se produjo ninguna pérdida de información grabada.

Sin embargo, cualquier pequeño imán permanente produciría una pérdida total de datos en caso de ser colocado sobre la superficie de la cinta magnética.

Dado que la cabeza de lectura/grabación de cinta magnética es también un electroimán, es posible también que en ésta se produzca una magnetización permanente que ocasionaría una reducción en el nivel de la señal grabada, con la consiguiente pérdida de datos. Este problema puede ser evitado mediante el uso regular de un desmagnetizador de cabezas magnéticas. También algunos equipos (motores eléctricos, transformadores, etc.) pueden ocasionar campos magnéticos dispersos que afecten a cintas magnéticas almacenadas en sus proximidades. En cualquier caso, no han de temerse efectos perjudiciales si estos equipos perturbadores se mantienen a una distancia mínima (2 ó 3 pulgadas = 50 ó 75 mm.) de las cintas.

Señales de radar

Las cintas magnéticas se ven sometidas a menudo a señales fuertes de radar; por ejemplo, en aeropuertos, áreas defensivas, a bordo de barcos, etc.

Para evaluar los efectos (si existía alguno) de las señales de radar sobre las cintas magnéticas se realizaron pruebas de emisiones en las bandas C, L y X de radar, alcanzando picos de potencia de 200.000 W para las bandas L y C y 500.000 W para la banda X. La cinta fue colocada a 100 pies (30,5 metros), 50 pies (15,2 metros) y 10 pies (3 metros) en la trayectoria directa de la antena fija. No se observó ninguna pérdida de señal o borrado de datos y probablemente no hubiera ocurrido nada a menos que la cinta hubiera estado en contacto directo con la antena.

Dstrucción accidental de datos grabados en cintas magnéticas

Se oyen a diario muchas historias acerca del borrado accidental de grabaciones magnéticas. Este artículo, debido a los fabricantes de la Scotch Instrumentation Tape, presenta los resultados de un extenso programa de pruebas encaminado a determinar cuánto tiempo puede estar almacenada una cinta sin que tenga lugar pérdida de información. Aunque el objeto de estas pruebas eran fundamentalmente los datos digitales, las conclusiones pueden ser útiles también para los interesados en las grabaciones «analógicas».

1

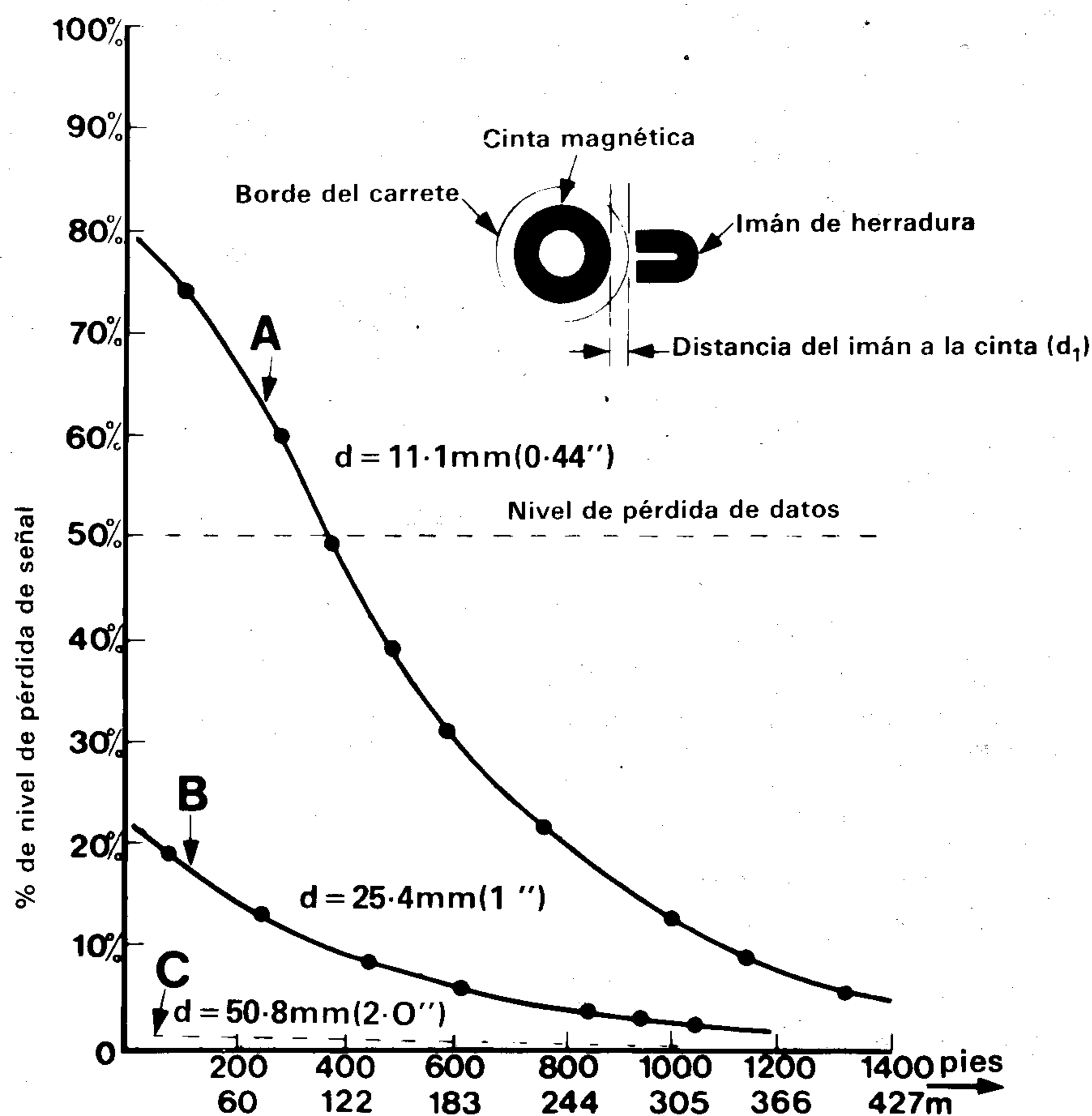


Fig. 1. Campos magnéticos permanentes.

selektor

selektor

Detectores de metales

Aunque había, y probablemente aún hay, muchas discusiones acerca de los detectores de metales de los aeropuertos y el efecto que esos instrumentos tienen sobre las cintas magnéticas, se ha observado que sus efectos no son demasiado importantes. Se han realizado muchos experimentos usando tanto los detectores fijos (hay que pasar a través del detector) como las unidades manuales. No se ha registrado ningún caso en donde haya habido pérdida de datos. Incluso usando los detectores de mayor intensidad, de 398 A/m (5 Oe), no se observó ninguna pérdida de datos significativa, como puede verse en la figura 2. Hoy en día, la máxima potencia recomendada para un detector de metales fijo es de aproxima-

damente 95 A/m (1,19 Oe), un nivel demasiado pequeño para producir borrado de la cinta magnética.

Contaminación por rayos X

En ocasiones las cintas magnéticas pueden estar bajo la acción de los rayos X, especialmente por los servicios de vigilancia de los aeropuertos.

Varias cintas magnéticas grabadas han sido sometidas a una dosis extremadamente alta de rayos X (letal para los seres humanos) y no se ha producido ningún borrado o pérdida de datos. Se obtuvo el mismo resultado para cintas magnéticas sometidas a la acción de los aparatos de rayos X de los aeropuertos.

Tensiones elevadas

Se generaron altas tensiones mediante una bobina de encendido de un automóvil y se aplicaron directamente a la cinta magnética grabada. Se alcanzaron tensiones de más de 15.000 V, produciéndose arcos que se cerraron sobre la cinta. No hubo ninguna

pérdida de datos. Tan sólo si la intensidad del arco fuera suficientemente elevada como para producir daños físicos en la propia cinta podría haberse producido pérdida de datos.

Microondas

Se introdujeron «cassettes» grabadas en un horno de microondas hasta que empezaron a calentarse. Cuando las «cassettes» fueron reproducidas no se encontró pérdida alguna apreciable. Esta prueba incluye, claro está, las fugas de microondas en las proximidades de los hornos.

Televisión

Puesto que los receptores de televisión son fuente de campos magnéticos, alta tensión y rayos X, se consideró necesario efectuar varias pruebas colocando cintas magnéticas grabadas en el interior y en el exterior de diferentes receptores, incluyendo algunos de color. A pesar de la alta tensión y de la emisión de rayos X no se observó ninguna pérdida de señal apreciable.

Sin embargo, puesto que no fueron ensayados muchos receptores, y dado que existen muchos componentes de muy variada emisión, conviene evitar el almacenamiento de cintas magnéticas sobre estos aparatos.

Radiación nuclear

Una dosis de rayos gamma de aproximadamente 3 megarads fue aplicada directamente a una cassette grabada con datos digitales durante más de hora y media. No se observó ninguna pérdida de datos.

Sin embargo, como regla general, podemos decir que no se apreciará ningún efecto medible hasta una dosis aproximada de 200.000 veces mayor que la cantidad de radiación que causaría la muerte a un 50 por 100 de los seres humanos expuestos a ella. La radiación a este nivel (100 megarads) tendería a incrementar la magnetización entre capas adyacentes hasta un nivel de unos 4 dB. Este nivel es suficientemente pequeño como para no representar un peligro serio a la hora de recobrar la información grabada.

Esta cantidad de radiación puede también producir efectos físicos sobre las capas y la base de la cinta. Los daños en el soporte de la cinta podrían suponer una disminución en la expectativa de vida de ésta de hasta un 60 por 100. Es razonable que cualquier campo electromagnético que pudiera resultar de una detonación nuclear no tendría suficiente intensidad para afectar a la cinta; por tanto, el peligro de borrado es virtual-

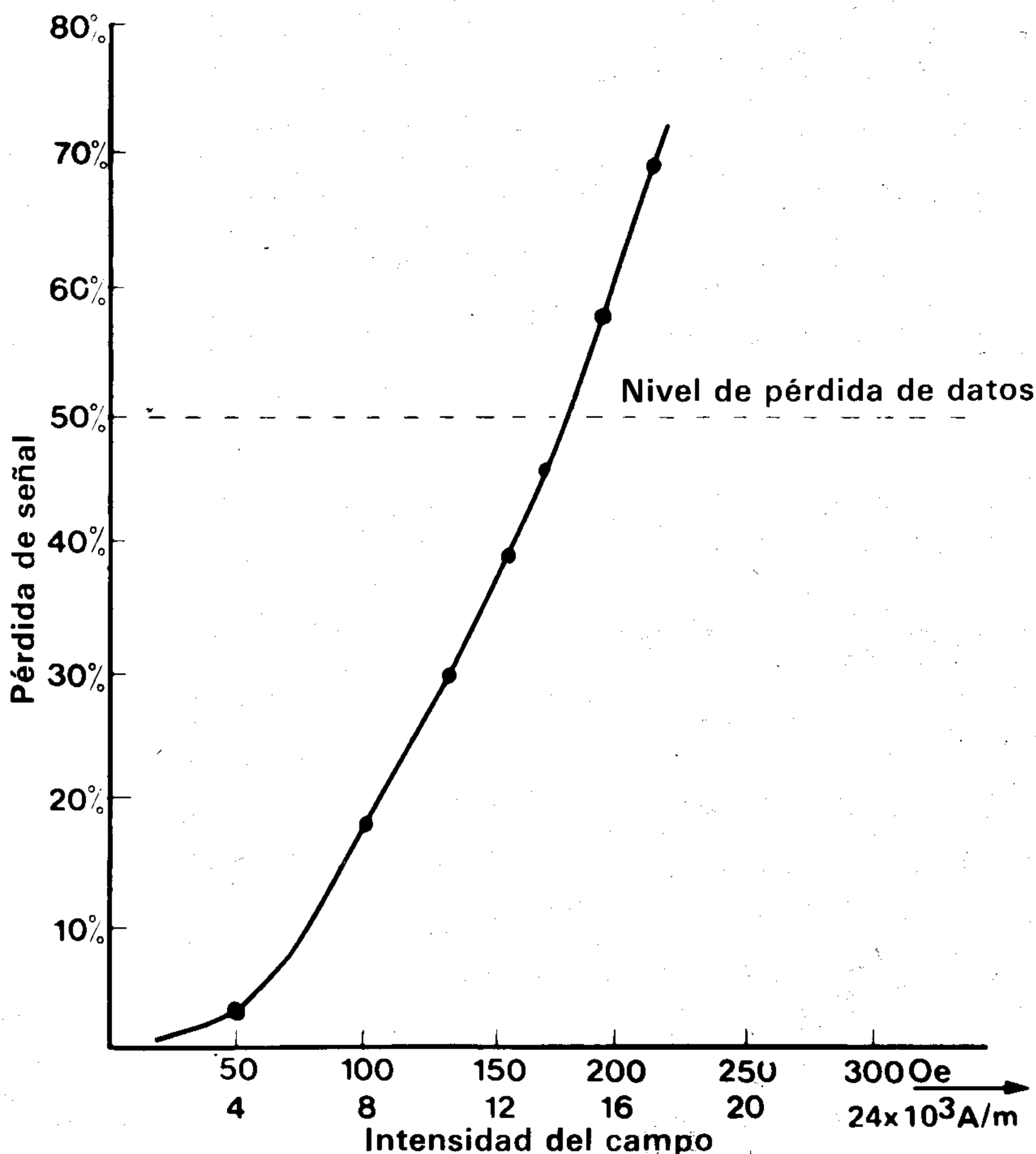


Figura 2. — Campos magnéticos.

selektor

selektor

mente inexistente. Por otra parte, el efecto de un bombardeo de neutrones se limitaría a la activación de las capas de óxido de hierro. Sin duda esto produciría un isótopo radioactivo que podría llegar a ser una fuente de radiación próxima, aunque teóricamente dicha actividad no produciría un cambio total en las propiedades magnéticas de la cinta.

El polvo o las cenizas radioactivas no son capaces de producir la dosis de radiación necesaria que pudiera afectar negativamente a la cinta magnética.

Rayos laser

Los rayos laser se utilizan algunas veces como un medio de grabación; en concreto se trata de grabación por calor o «termoremanente» y grabación por «quemado parcial.»

Sin embargo, para probar que la destrucción de datos a distancia no ocurre en la práctica, se sometió a una cinta magnética grabada a un haz de rayos laser en gran parte de su longitud. No se perdieron datos. Solamente si se aplicase un rayo laser de muy alta intensidad se produciría suficiente calor como para destruir las propiedades físicas de la cinta.

Efectos del calor

La combustión de una sustancia es la descomposición de las materias orgánicas contenidas en ella. Los materiales orgánicos en una cinta magnética son la base de plástico y la sustancia aglutinante. Para quemar algo es preciso primero vaporizar —incrementar la exposición al oxígeno en la atmósfera— y luego rápidamente oxidar produciéndose luz y calor. Se precisará una gran cantidad de oxígeno para mantener la combustión.

Puesto que las cintas magnéticas no contienen oxidantes, no pueden quemarse en ausencia de aire. Planteado simplemente, su comportamiento es comparable al de un rollo de papel muy apretado: resulta muy difícil de quemar.

Aunque la temperatura de autoignición de la base de poliéster de la cinta está en las proximidades de los 1.000° F (538° C), las temperaturas inferiores a ésta pueden también causar daño. La película de poliéster se contraerá un 1,5 por 100 a 300° F (163° C). Sin un rollo de cinta se calienta a las temperaturas que se indican más abajo aparecerán diversas alteraciones después de enfriar:

250° F (121° C), distorsión del soporte plástico.

320° F (160° C), ablandamiento del soporte y su aglutinante, con algunos grupos de pistas unidos entre sí.

550° F (288° C), ablandamiento del sopor-

te y su aglutinante, con algunos grupos de pistas unidos entre sí.

1.000° F (538° C), se carbonizan el soporte plástico y el aglutinante.

Una vez producida la carbonización, la cinta no puede ser desenvuelta del carrete puesto que se rompería al tocarla. La limitación de temperatura de las cintas de hoy es función del pigmento del óxido de hierro gamma.

Dos carretes de cinta para computador funcionaron adecuadamente tras haber sido expuestos a 210° F (99° C), pero se negaron a funcionar al haber sido expuestos a 230° F (110° C). Al principio, se pensó que se trataba ya de un deterioro permanente, puesto que a las 6 semanas de la prueba las cintas seguían sin recuperarse; sin embargo, después de dos meses empezaron a funcionar de nuevo y los datos pudieron ser recuperados, aunque la capa de óxido que apareció era muy difícil de eliminar. En estos casos, si ello es posible, los datos deben ser copiados cuanto antes en cintas nuevas. Las partículas de óxido de hierro gamma son los principales constituyentes magnéticos utilizados en la mayoría de los medios de grabación magnéticos. En teoría, estas partículas son capaces de retener los datos hasta temperaturas de aproximadamente

selektor

1.247° F (675° C). Esta temperatura es conocida como temperatura de Curie. Conviene resaltar que las partículas de dióxido de cromo utilizadas en cintas de audio y video tienen una temperatura de Curie de aproximadamente 275° F (135° C).

Enrollando y almacenando convenientemente las cintas magnéticas se evitará en gran parte el posible daño en caso de incendio, dada la mala conductividad calorífica de la cinta. A veces es posible recuperar información de una cinta dañada sin más que rebobinarla cuidadosamente con una tensión mínima, transfiriendo inmediatamente la información a otra cinta en buen estado. En general, se recomienda el uso de extintores de CO₂ para extinguir incendios en cintas magnéticas. El CO₂ es limpio y no contiene productos que puedan dañar a la cinta. Si alguna vez el agua alcanza una cinta tal vez no cause pérdida de información pero sí dejará una curvatura permanente difícil de eliminar, que dependerá de la longitud de cinta expuesta al agua. Si el carrete está abierto cuando cae al agua (o si está desnivelado o flojo) el agua podrá alcanzar más fácilmente la superficie del óxido y la curvatura será más pronunciada. La cinta debe ser sacada del agua lo más pronto posible y siempre dentro de las primeras 24 horas.

Después de sacada, debe ser secada exteriormente a la temperatura ambiente, y luego rebobinada un mínimo de dos veces. Esto ayudará la operación de secado y colaborará a hacer recuperar la curvatura normal más rápidamente.

Si la mojadura es en agua caliente, el daño será mucho mayor. Asimismo es nocivo aumentar la temperatura durante el secado, lo que causaría la aparición de vapor o de humedad, más nocivos que la propia agua. Una temperatura por encima de 130° F (54° C) con una humedad relativa del 85 por 100 puede producir la adhesión de unas pistas a otras, así como la distorsión física de la cinta.

Bajas temperaturas

Varias cintas magnéticas para computador fueron mantenidas durante 24 horas a una temperatura de -60° F (-51° C) sin pérdida apreciable de información tras haber sido convenientemente secadas y rebobinadas lentamente.

En teoría, no hay razón para que haya la menor pérdida de información debido a temperaturas muy por debajo de la temperatura de Curie del material. Sin embargo, es preciso eliminar completamente la humedad debida al vapor condensado para obtener un funcionamiento correcto. En especial, es importante, para cintas que hayan sido conservadas a muy bajas temperaturas durante grandes períodos de tiempo, el proceder al secado y acondicionamiento de forma muy gradual (en un período de días). Esto minimiza los esfuerzos mecánicos sobre la cinta, y evita los peligros de agrietamiento o ruptura de ésta.

Las cintas que deben funcionar entre márgenes muy severos de temperatura y humedad pueden resultar dañadas en algunas zonas debido a la sobrecarga mecánica sobre el carrete (debida a su vez al flujo plástico del material soporte de la cinta).

Conclusiones

El mal funcionamiento de las cintas magnéticas utilizadas como medio de almacenamiento de información es casi siempre debido a la deteriorización física de la cinta y no al deterioro de los datos grabados magnéticamente.

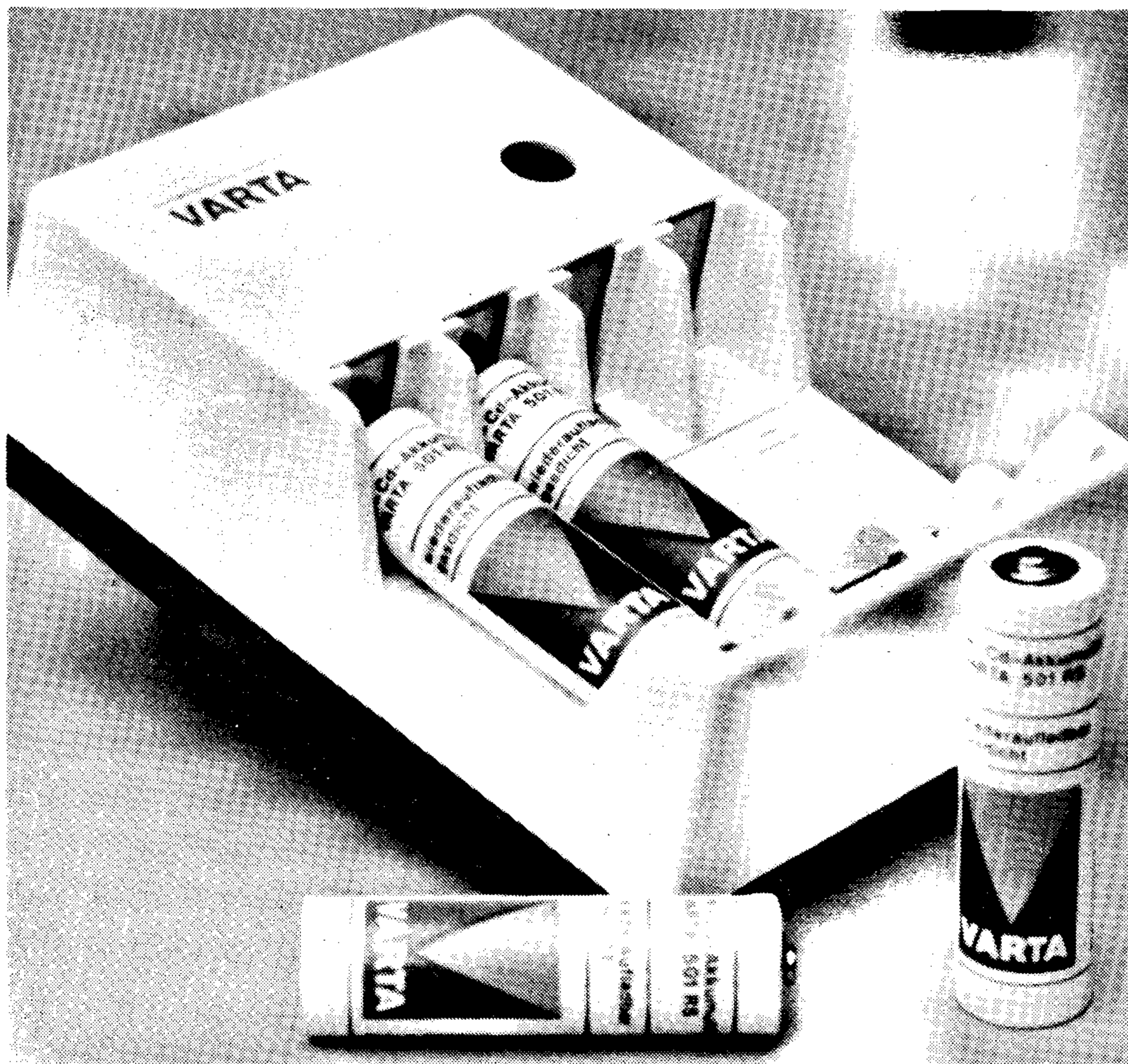
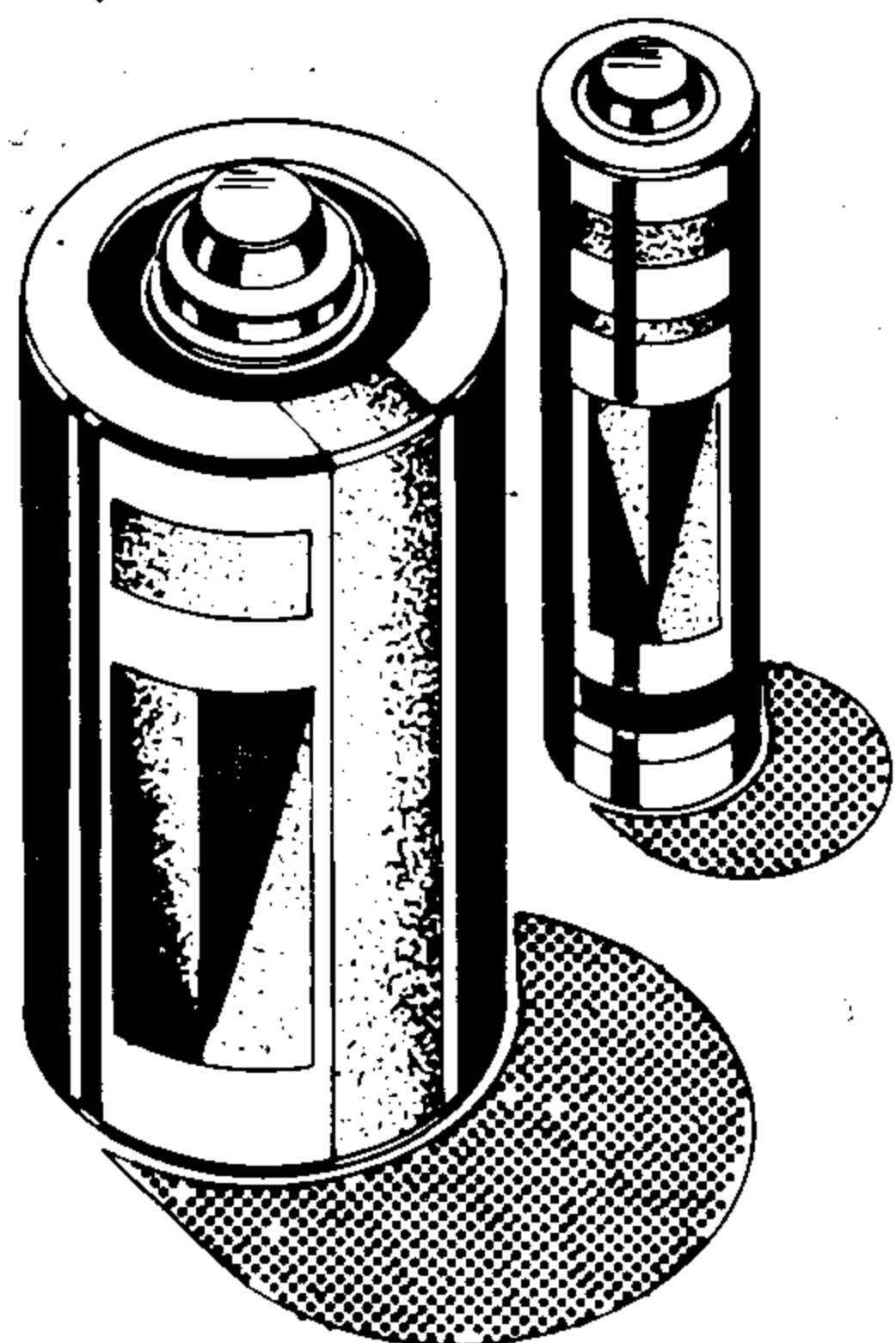
Se ha deducido que los campos magnéticos son el único tipo de energía que podría afectar a los datos grabados sin afectar a la cinta en sí. Pero son suficientes unas pocas pulgadas de separación para evitar el borrado accidental de los datos. Se puede concluir también que no es preciso tomar medidas especiales de apantallamiento contra rayos X, campos eléctricos, radiación nuclear, campos de alta frecuencia o energía lumínica. ■

selektor

pilas de níquel-cadmio

¿cómo funcionan?

El principal inconveniente de cualquier clase de pilas es el hecho innegable de su descarga. Este hecho se traduce en una constante inseguridad durante su uso (tienen la fea costumbre de agotarse en los momentos más inoportunos) y en un sentimiento penoso para el bolsillo al reponerlas (ya que su precio se incrementa rápidamente y está en unos niveles ya bastante elevados). Si usted es una víctima consecuente, convendrá con nosotros en que la solución obvia es utilizar pilas recargables de níquel-cadmio («nicads»). A pesar de su precio inicial algo elevado, su capacidad de recarga se traduce en un elevado ahorro de dinero y en la comodidad de tenerlas siempre recargadas en un breve plazo de tiempo. Si se mantienen unas pocas recomendaciones elementales durante su uso, las «nicads» tienen una vida útil extremadamente larga. Este artículo trata de aquellos tipos de aplicaciones en que las «nicads» demuestran ser particularmente apropiadas (es decir, cuando resultan más económicas que las pilas primarias o no recargables) y nos muestra cómo podemos prolongar su vida útil.



Hay unos cuantos factores a considerar cuando nos enfrentamos ante la opción de elegir entre pilas secas convencionales o pilas «nicad» recargables. Hay que tener presente que, aunque el precio de una «nicad» es bastante superior al de las pilas convencionales, la posibilidad de recarga representa un importante ahorro potencial que puede muy bien justificar la inversión. Las pilas «nicad» son mecánicamente robustas, tienen menos propensión a la difusión del electrolito que las pilas convencionales, ofrecen una resistencia interna extremadamente baja y una tensión prácticamente constante durante cerca del 90 por 100 del ciclo de descarga.

Las dos últimas características son particularmente útiles. La baja resistencia interna significa que es posible conectar en serie un gran número de estas baterías, y que podremos obtener elevadas frecuencias de funcionamiento (cortos ciclos de recarga) en unidades de flash electrónico, por ejemplo. La tensión constante en carga se traduce en menos posibilidades de que las calculadoras de bolsillo dejen de funcionar con las baterías parcialmente descargadas. También hay menos riesgo de que la velocidad de la cinta de un cassette o de una película en un tomavistas vaya descendiendo conforme se van agotando las baterías, y esto es especialmente grave cuando se está grabando o filmando. Además, las pilas secas ya agotadas tienen la mala costumbre de «fingir» un estado de carga normal cuando

vuelven a utilizarse tras un período de no utilización. Las pilas «nicad» son mucho más «honradas»: o dan la corriente requerida a su tensión nominal, o no dan nada.

Sin embargo, también tienen desventajas: la tensión media de descarga es sólo de 1,2 V (frente a 1,5 V para las pilas secas) con lo que, por ejemplo, 4 pilas D (HP 2) darían únicamente 4,8 V, en vez de los 6 V que se obtienen con pilas secas. Y no todos los equipos pueden funcionar igualmente con una reducción del 20 por 100 en la tensión de alimentación. Por otra parte, este problema puede conducir a recargas excesivamente frecuentes, al utilizar tan sólo el primer tercio del ciclo de descarga (cuando la tensión excede 1,2 V).

En términos generales, la capacidad de carga de las pilas «nicad» es similar a las de las pilas secas convencionales, aunque existan pilas «alcalinas» (mangano-alcalinas, concretamente) con mayor capacidad de carga que las «nicad». Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la capacidad de una pila (y en particular de una pila seca de zinc-carbón tal como las usadas normalmente) depende en mayor o menor medida de la velocidad de descarga. Las pilas «nicad» son particularmente adecuadas para ciclos de descarga rápidos y utilización continuada, mientras que las pilas secas primarias son más adecuadas para servicio intermitente a bajas corrientes de descarga. De esta forma una «nicad» tendrá una mayor

Tabla 1a					
I.E.C. no.	RO3	KR 15/51	KR 27/50	KR 35/62	6F 22
U.S.A.S.I.	AAA	AA	C	D	—
Berec (pila seca)	U16	HP7	HP11	HP2	PP3
Varta (pila «nicad»)	18RS	501RS	RS 1.8 K	RS 4 K	TR 7/8
SAFT (pila «nicad»)	—	VR 0.5	VR 2 c	VR 40	—
Berec (pila «nicad»)	—	RX6	RX14	RX20	RX22

Tabla 1a: Esta tabla presenta las denominaciones de las «nicads» equivalentes a los tamaños de pila seca más comúnmente usados. Un cierto número de fabricantes producen toda una serie de tamaños intermedios (1/2 A, 1/3 AA, RR, F, etc.).

Tabla 1b: Comparación de las principales características de «nicads» y de pilas secas. Las considerables variaciones en la capacidad de las pilas secas son resultado de variaciones en la intensidad de la descarga y en el tipo de constitución interna de la pila. Las capacidades más altas corresponden a las pilas manganeso-alcalinas, que en general tienen 4 veces más energía que las pilas secas convencionales.

Tabla 1b				
	HP7 AA	HP11 C	HP2 D	PP3 —
Tensión nominal, pilas secas	1.5 V	1.5 V	1.5 V	9 V
Tensión nominal, pila/batería «nicad»	1.2 V	1.2 V	1.2 V	9.0 V
Capacidad (Ah), pila/batería seca	0.15-2	0.4-6	1-10	0.05-5
Capacidad (Ah), pila/batería «nicad»	0.5	1.8		0.09
standard (electrodo sinterizado)	0.45	2.0	+	0.11
Las capacidades dadas son para una tasa de descarga de 5 horas, a temperatura de 20° C.				

capacidad efectiva en aquellas aplicaciones —un grabador— reproductor de cassettes, por ejemplo, en que se requieran largos períodos de funcionamiento. La capacidad de pilas «nicad» del mismo tamaño difiere bastante de unos fabricantes a otros. Sin embargo, en contraste con las pilas secas, la capacidad nominal de las «nicad» está siempre indicada en el exterior de la pila, con lo que pueden compararse unas y otras con facilidad. Por supuesto que la gran ventaja de las «nicad» —su recargabilidad— implica necesariamente un pequeño inconveniente de orden práctico: la necesidad de un cargador (en otro lugar de esta revista explicamos cómo construir uno).

Cómo escoger la batería correcta: forma, capacidad, tiempo de carga y precio

Una vez decididos a adquirir baterías de níquel-cadmio se nos presenta el problema de elegir el tipo de pila «nicad» que precisamos. Si las «nicad» van a usarse para reemplazar pilas convencionales no habrá du-

da respecto al tamaño a utilizar. En la tabla 1a se muestran los equivalentes «nicad» más comúnmente disponibles para los tamaños más populares de pilas secas, mientras en la tabla 1b se muestran sus diferencias básicas. En el caso de pilas secas, su capacidad efectiva puede variar hasta en un factor de 10, según el tipo de pila y el ritmo de descarga. La cifra más baja será la de las pilas de carbón-zinc bajo condiciones desfavorables (5 horas de descarga continua), mientras que la más alta corresponde a las pilas alcalinas. La capacidad nominal de una pila «nicad» suele expresarse para un ritmo de descarga de 5 horas (C/5). Es decir, la capacidad (cantidad de carga) que se obtiene haciendo descargar las pilas a una tasa de descarga tal que se llegue al punto final de 1,0 V al cabo de 4 horas. Las cifras que se obtienen para una descarga de una hora son aproximadamente un 10 a 15 por 100 más bajas, mientras que un incremento a 10 horas del ciclo de descarga sólo aporta aumentos insignificantes en la capacidad de la pila. La influencia de la corriente de descarga en la tensión y capacidad de la pila (como resultado del aumento de resistencia interna)

es ligeramente mayor en el caso de pilas pequeñas (capacidad menor de 100 mAh), pero es todavía despreciable en comparación con las pilas secas convencionales. Hay fabricantes que producen pilas de diferentes capacidades para un mismo tamaño; por ejemplo, es posible adquirir pilas «nicad» de tamaño AA con capacidades nominales de 0,5 a 0,6 Ah. El tiempo necesario para la recarga de una pila «nicad» sinterizada de fabricación standard es de aproximadamente 14 horas, suponiendo que se emplea la máxima corriente normal de carga (es decir, sin utilizar un cargador rápido que se desconecte automáticamente una vez alcanzada la carga completa de la pila). La carga en este régimen normal puede ser llevada a cabo con un circuito extremadamente simple (por ejemplo, un rectificador de semionda con una resistencia en serie). Si se precisan ciclos de carga más breves, pueden adquirirse pilas «nicad» especialmente diseñadas para su recarga rápida, que pueden cargarse a tres veces la corriente normal de carga. Con este tipo de pilas el ciclo de carga puede terminarse en 4 a 6 horas. Además, es posible usar cargadores rápidos automáticos, que son capaces de re-

cargar una pila en un período de 15 a 60 minutos. Dependiendo del fabricante, estos supercargadores pueden ser usados con pilas «nicad» especiales de recarga rápida o con pilas «nicad» normales. Sin embargo, el éxito de estas recargas rápidas sólo se garantiza si tanto el cargador como la pila son del mismo fabricante. Por supuesto, estas unidades de recarga rápida son bastante caras. Su uso se tratará más adelante en otro apartado.

Puntos a comprobar antes de comprar una pila «nicad»

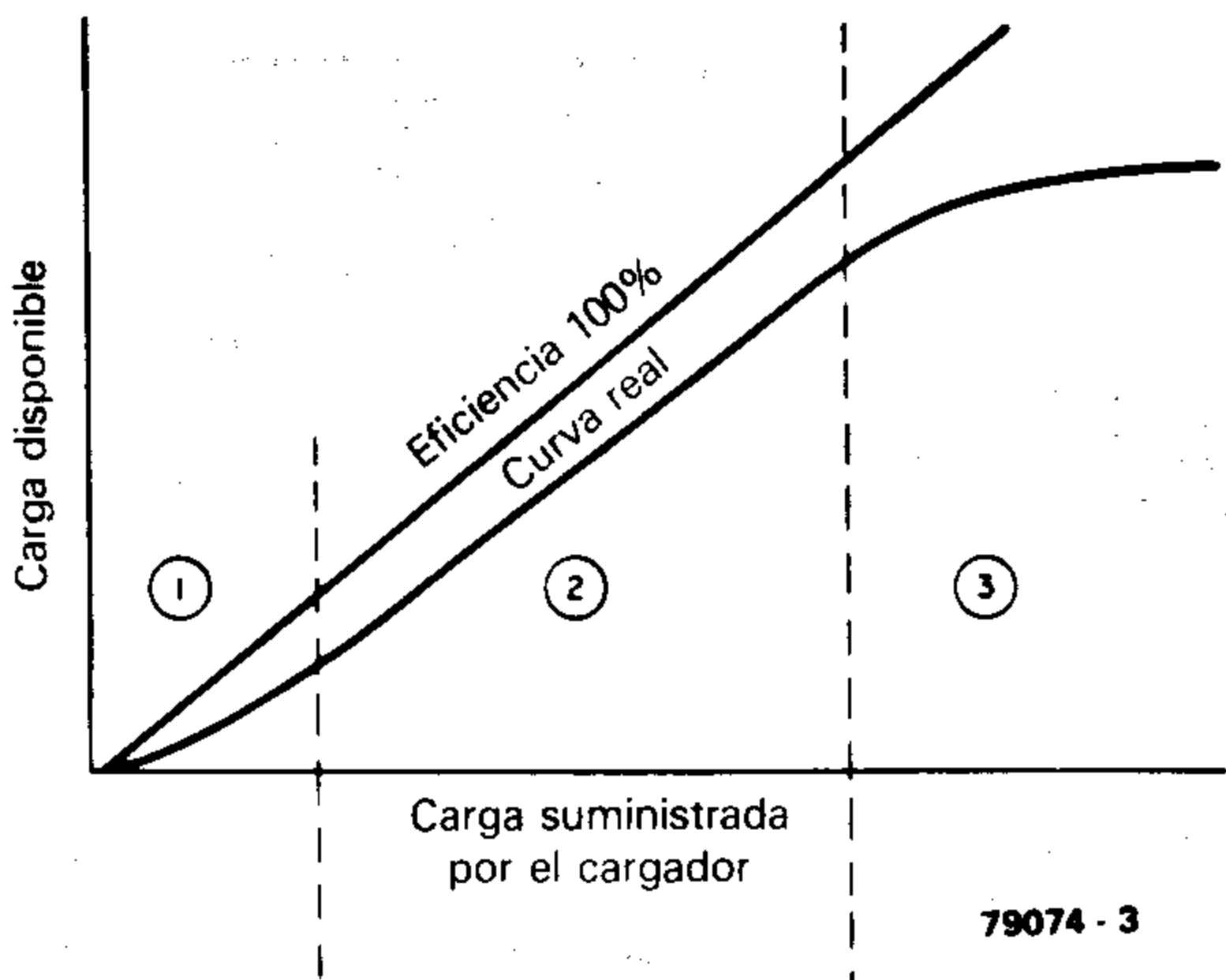
- 1. Asegúrese de que el equipo en cuestión funcionará correctamente con la tensión de trabajo más baja que suministran las «nicads». En el caso de equipos diseñados para trabajar con baterías esto no presentará dificultades, de ordinario. Para obtener un uso razonable de las pilas, el equipo en cuestión debe continuar funcionando adecuadamente con una tensión en las pilas de 1 V.
- 2. Compruebe que la pila «nicad» que va a adquirir cabe sin dificultades en el compartimento de baterías del equipo en cuestión. Con las pilas cilíndricas no debe haber dificultades; sin embargo, las pilas de 9 V pueden no caber adecuadamente en el receptáculo al efecto, incluso si se atienen a las normas IEC sobre dimensiones de baterías.

Utilización de las «nicads»

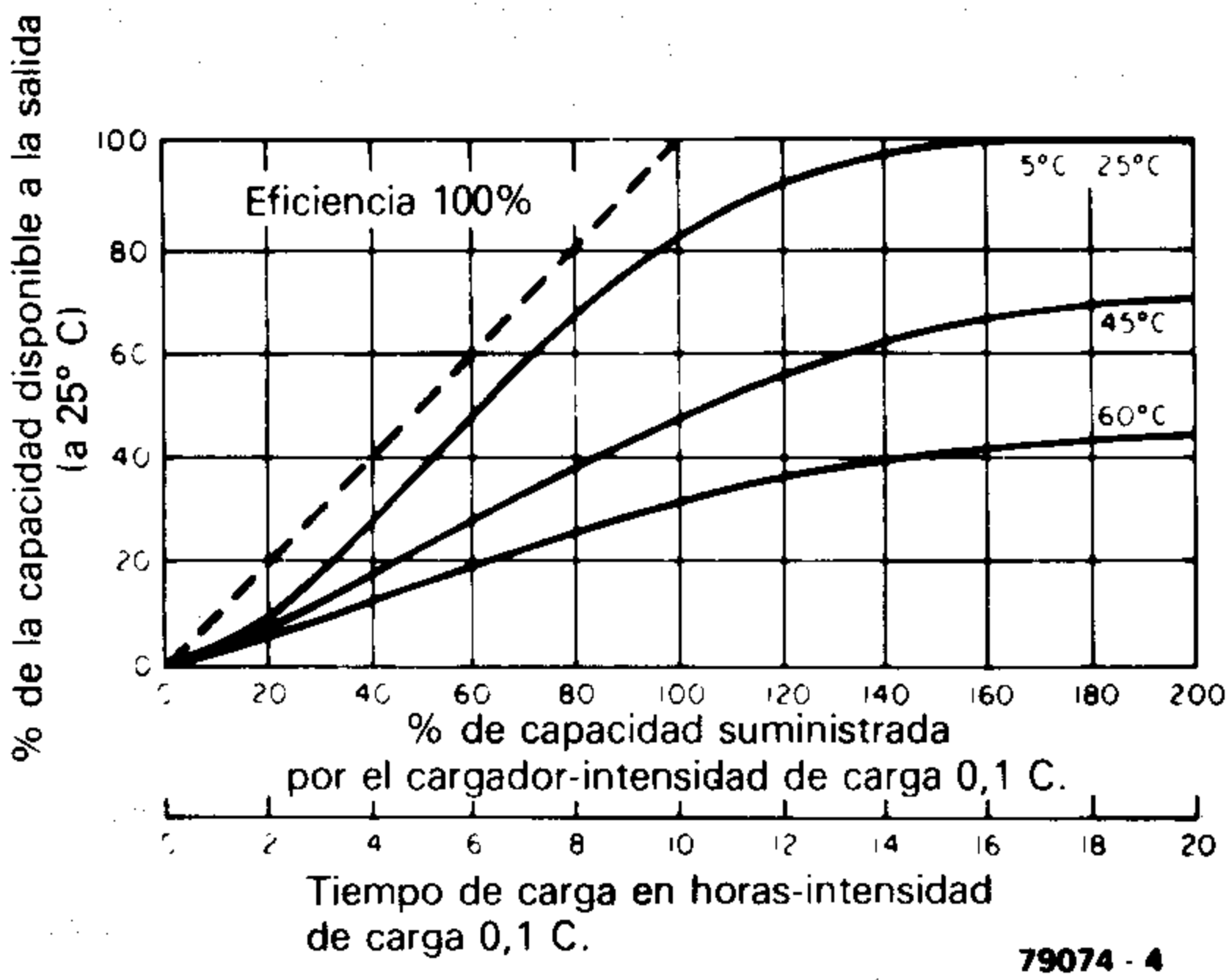
Ciclo de carga

Las pilas «nicad» se recargan normalmente con una corriente constante de aproximadamente 1/10 de la capacidad nominal de la pila. Es importante asegurarse de que la corriente de carga es constante (o está limitada a un valor seguro). La carga a tensión constante debe evitarse, dada la baja resistencia interna de estas pilas (que se traduciría en elevadas corrientes de carga en la pila). El exceso de corriente de carga en la pila puede llevar al deterioro de ésta por sobrecalentamiento. La pila no almacena realmente toda la corriente que le es suministrada durante el proceso de carga. En el principio y final del proceso de carga la energía suministrada por la corriente de carga es empleada a reconstituir los electrodos y en producir gas. Es por ello que la cantidad de electricidad suministrada a la pila durante la carga debe ser mayor que la capacidad nominal de la pila. Se utiliza un factor de carga de 1,4; es decir, que la pila debe ser cargada con 1,4 veces su capacidad nominal para alcanzar el estado de carga completa. De ahí se obtiene el que con una corriente de carga normal se alcance la carga completa en 14 horas. Si se excede el tiempo de carga recomendado, o se intenta cargar una pila casi «llena», llegaremos a un estado de sobrecarga en que la pila deja de almacenar carga, convirtiendo toda la corriente de carga en calor. Si esto ocurre con la corriente normal de carga y la temperatura de la pila no excede de los límites recomendados por el fabricante, las pilas «nicad» son capaces de soportar largos períodos de sobrecarga. Se-

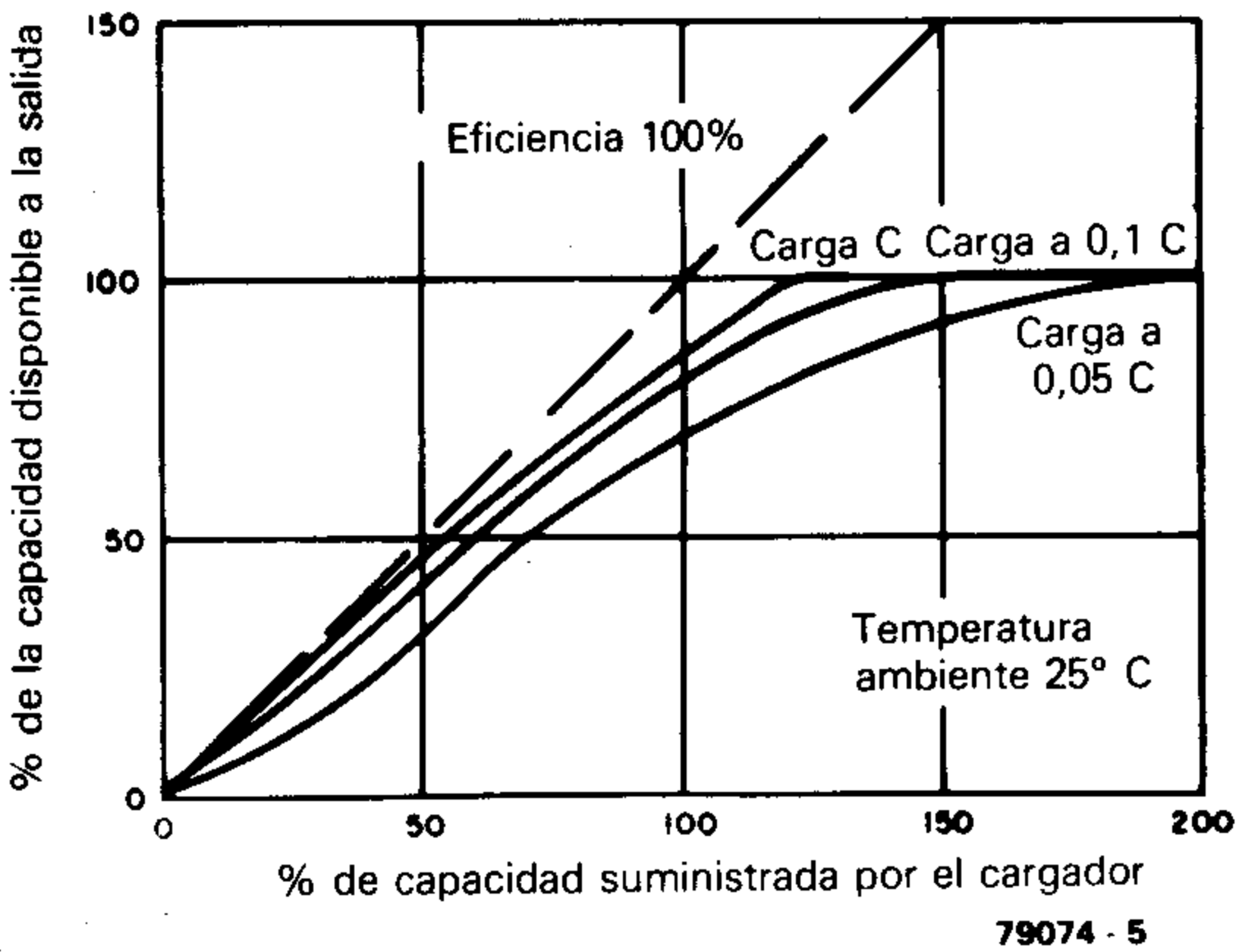
1



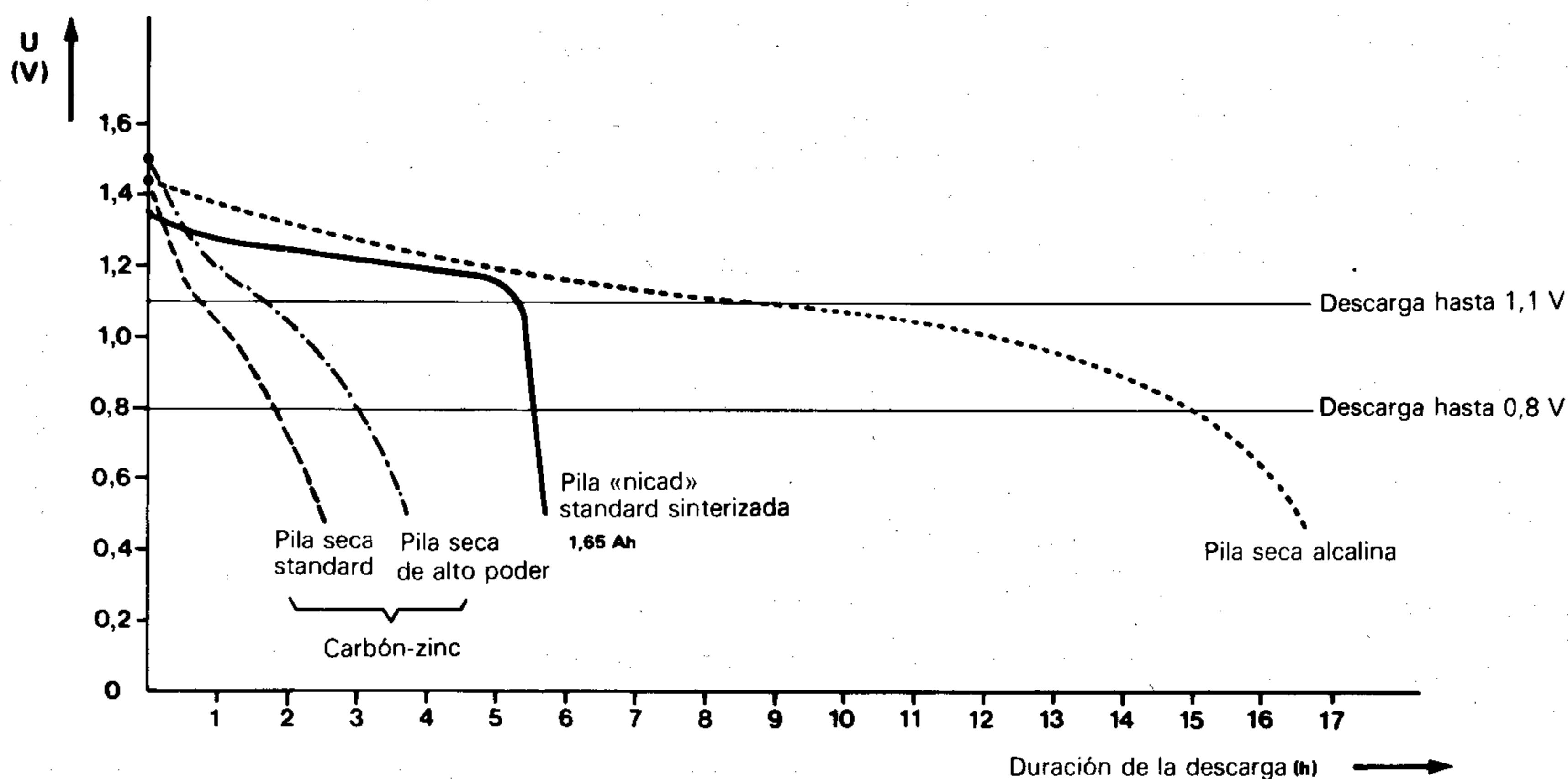
2



3



4



79074 - 1

gún el fabricante y el tipo de pila, la temperatura mínima para una carga normal oscila entre 0° y 10° C, mientras que la máxima esté entre 40 y 60° C. El funcionamiento óptimo se obtiene entre 10 y 25° C. En este margen es posible cargar la pila al 100 por 100 de su capacidad nominal. A temperaturas más bajas la capacidad de la pila empieza a reducirse, con lo que se reduce también el tiempo necesario para la carga, y la pila es menos capaz de soportar sobrecargas. A temperaturas más altas la capacidad de carga disminuye más aún: alrededor de 55° C la capacidad disminuye al 30 por 100 de su valor nominal. Cuanto más a menudo se realicen procesos de carga a altas temperaturas, mayor será el riesgo de daño permanente de las baterías «nicad».

Es importante consultar las especificaciones del fabricante en lo referente a la sobrecarga de las pilas con la corriente de carga especificada, puesto que la duración admisible de ésta varía. Por ejemplo, hay fabricantes que consideran aceptables 20.000 horas de sobrecarga continua, mientras que otros sólo consideran aceptables 500. Hay incluso otro (más cauto) que dice que sobrecargas de varios días pueden, ocasionalmente, acarrear consecuencias desfavorables para la pila. Esto último es válido para todo tipo de «nicads», aunque no hay peligro alguno si el ciclo de carga se interrumpe una vez la pila esté completamente cargada.

Es posible cargar la pila con una corriente inferior a la normal, pero hay un montón de inconvenientes. En primer lugar, el factor de carga de la pila sube hasta aproximadamente 2; además, la carga repetida a corrientes de carga inferiores a la normal ocasiona una reducción temporal en la capacidad efectiva de la pila. Una corriente de carga de menos de la mitad de la recomendada no deberá usarse para cargar pilas que estén completamente agotadas. Es posible utilizar corrientes menores para recargar parcialmente pilas descargadas, aunque de nuevo tendremos aquí el llamado «efecto memoria» de las pilas «nicad». La pila «se da cuenta» de que está siendo cargada a menos de su capacidad nominal y se adapta

Figura 1: Aceptación de carga de una pila «nicad». En el principio y en el final del ciclo de carga sólo una parte de la corriente de carga es almacenada por la pila (secciones 1 y 3 del ciclo dibujado). Durante la sobrecarga la energía suministrada a la pila es utilizada en la producción de gases o convertida en calor.

Figura 2: A mayor temperatura, menor aceptación de carga de una pila «nicad»; de ahí la necesidad de utilizar regímenes de carga ligeramente mayores (más intensidad de carga). Por ello debe cuidarse especialmente la posibilidad de sobrecargar la pila.

Figura 3: La aceptación de carga es mayor con altas intensidades de carga. Conforme decrece la corriente de carga, aumenta la cantidad de sobrecarga requerida para recuperar el estado de carga total en las baterías.

Figura 4: Comparación de las características tensión-grado de descarga de pilas «nicad» y pilas secas convencionales. Las condiciones de descarga representadas en estas curvas son extremadamente desaconsejables para pilas normales de carbón-zinc, puesto que se basan en la descarga a corriente constante y elevada. Con descarga intermitente (es decir, dando tiempo a recuperarse a la pila entre período y período de descarga) y corriente de descarga reducida, las pilas zinc-carbón standard pueden aportar prácticamente la misma energía que las «nicad» de tamaño similar, mientras que las pilas zinc-carbón de alto poder (alta energía) pueden alcanzar casi el doble de energía. La energía aportable por las pilas alcalinas no depende apenas de las condiciones de descarga.

a esas condiciones reduciendo su capacidad de carga. Este efecto es causado también por la carga repetida a altas temperaturas. La capacidad perdida puede normalmente recuperarse tras varios ciclos de carga con la corriente normal, descargando rápidamente la pila (mediante un uso intenso, por supuesto) entre ciclo y ciclo.

Sobrecarga

Si se desea mantener una pila «nicad» siempre en su máxima carga (y es descargada completamente con regularidad) es posible dejar la pila en carga «continua» a una corriente igual o un poco menor a la corriente normal de carga. En cambio, si la pila va a descargarse sólo raramente y casi siempre de forma incompleta, se recomienda que, una vez cargada completamente, se reduzca la corriente de carga a un valor entre el 20 y el 50 por 100 de la corriente normal de carga.

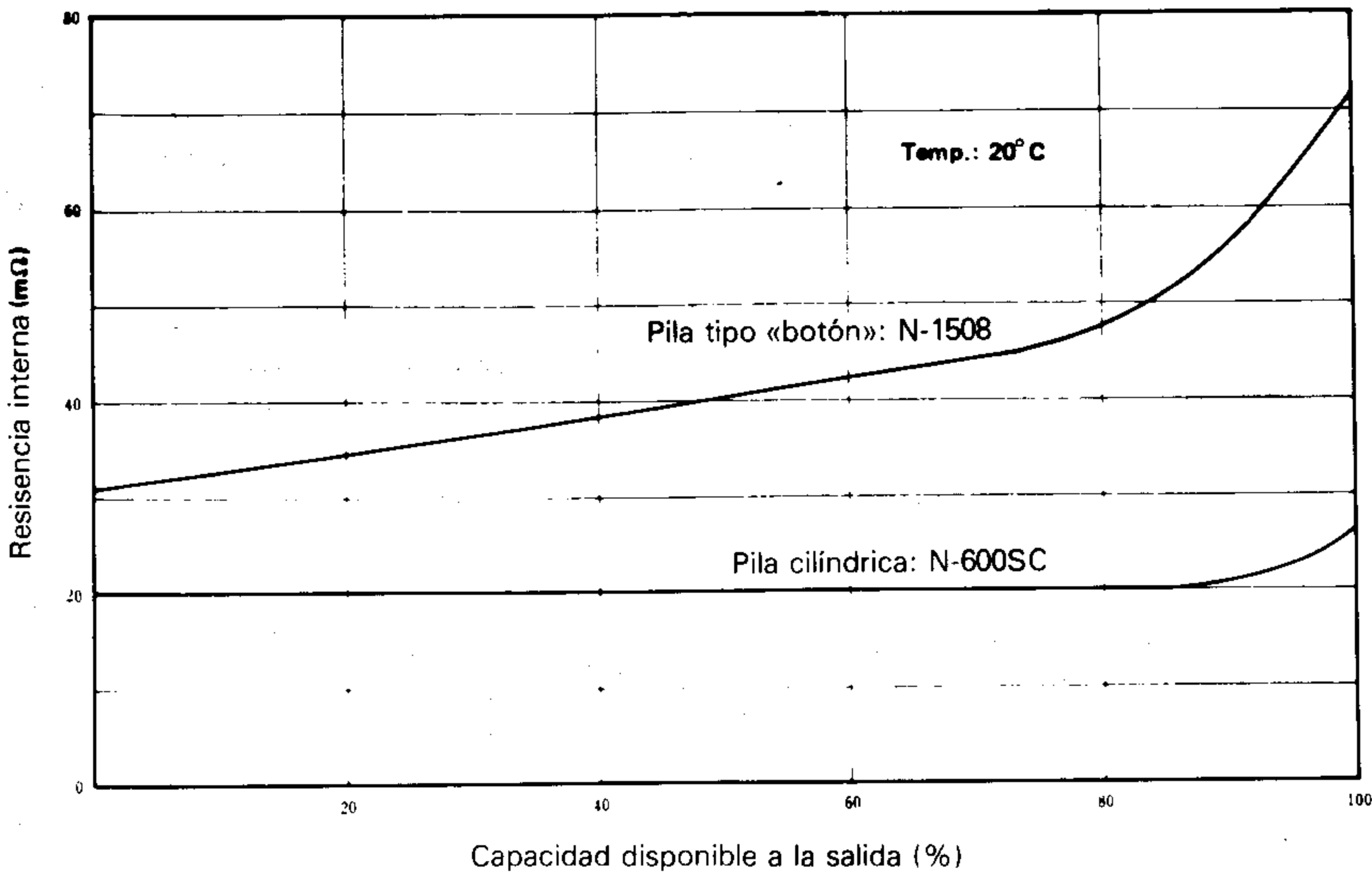
Carga rápida

La carga rápida (es decir, a corrientes mayores de lo normal) es posible con casi todos los tipos de pilas «nicad»; sin embargo, aquí también difieren notablemente las opiniones de los fabricantes.

En general, es aceptable cargar rápidamente pilas completamente descargadas a ritmos una o dos veces superiores al normal por períodos de varias horas, con tal que la temperatura sea superior a 20° C e inferior a 45° C. A temperaturas menores de 20° C la corriente normal de carga no debe sobrepasarse bajo ninguna circunstancia.

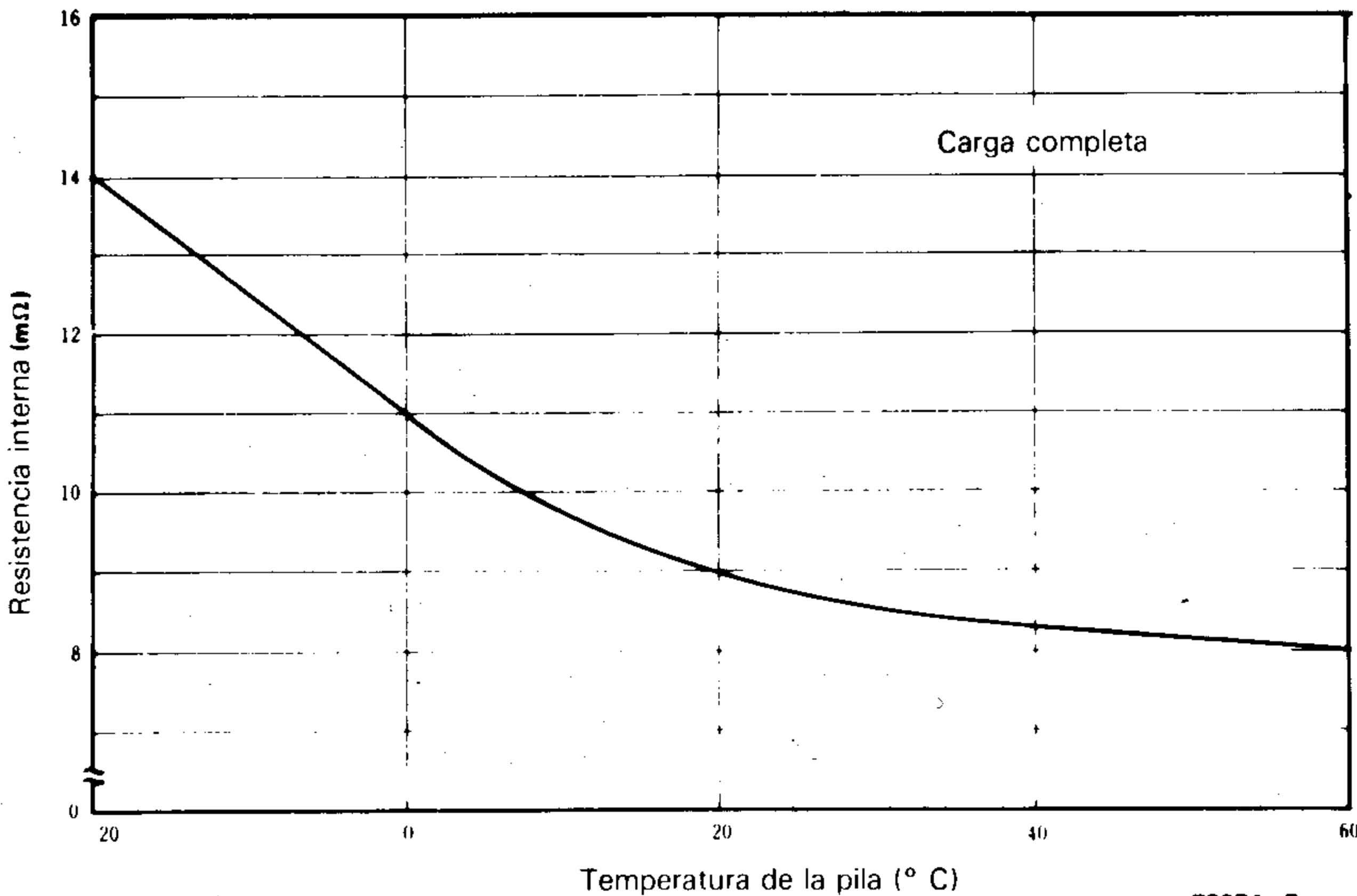
La recarga rápida de las pilas «nicad» no debe emprenderse sin contar con un temporizador o sensor de temperatura que detenga automáticamente la carga o la reduzca a valores seguros (carga de goteo). Por supuesto, el uso de un temporizador como elemento de control exige conocer previamente el estado inicial de la pila (en la

5



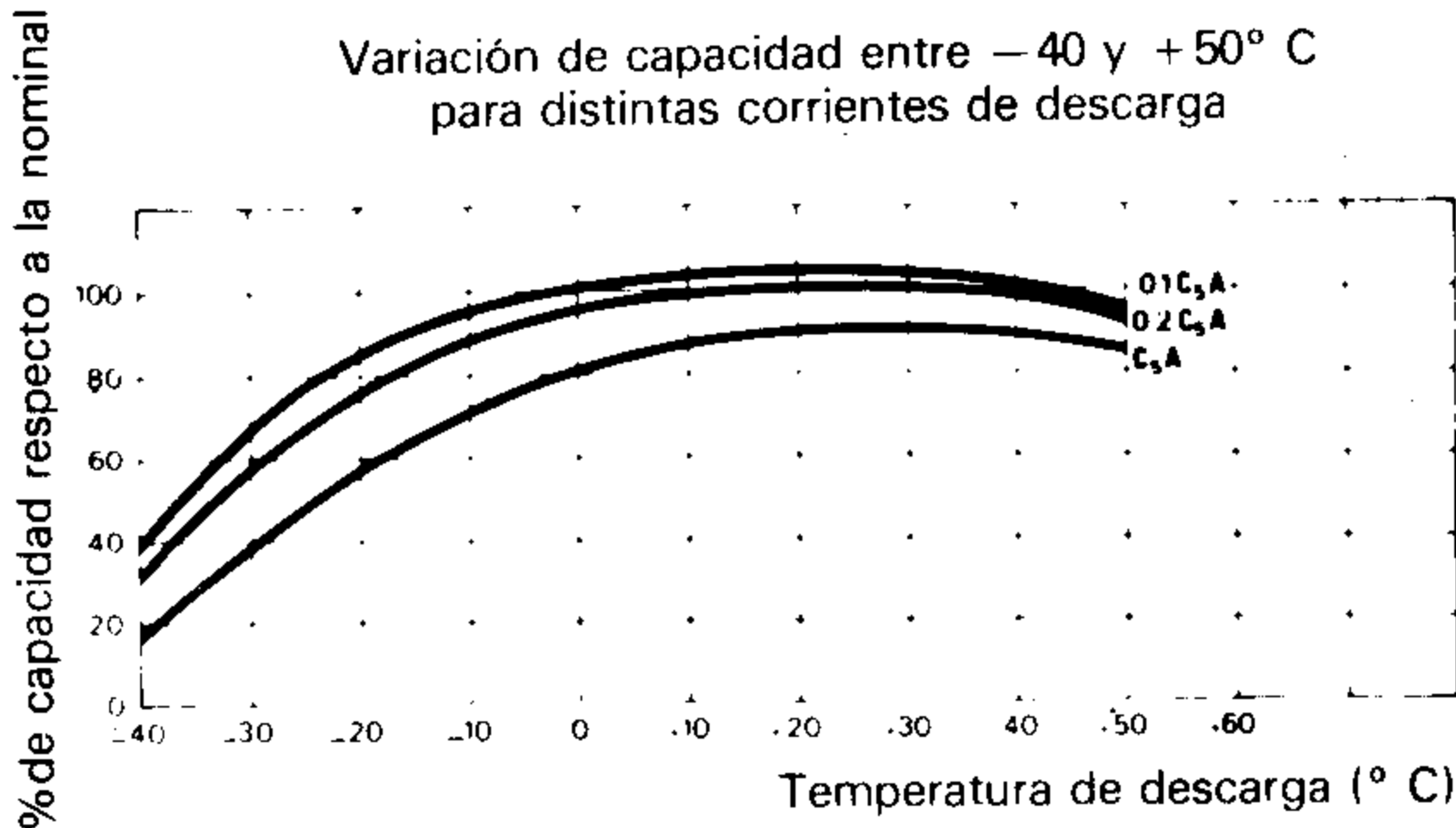
79074 - 6

6a



79074 - 7a

6b



79074 - 7b



Ciclo de descarga

Según el tipo y el fabricante, las «nicads» pueden descargarse entre márgenes de temperatura que oscilan entre -40° a -20° C y +45 a +60° C. La capacidad nominal de la pila se ha establecido para una temperatura ambiente de 20° C. A temperturas más elevadas la capacidad nominal de la pila sube ligeramente; a temperaturas más bajas hay una reducción significativa. A 0° C la capacidad puede estar entre el 5 y el 25 por 100 por debajo de su valor nominal. La resistencia interna de la pila aumenta

práctica esto equivale a recargar sólo pilas completamente descargadas). Por ejemplo, recargar rápidamente una pila «nicad» a una corriente doble de la normal es sólo permisible si la temperatura es superior a 20° C y el ciclo de carga no dura más de 6 horas. Una excepción a esta regla, sin embargo, son las pilas «nicad» standard de SAFT (todas las pilas de la serie VR, con excepción de la VR-10) que pueden ser cargadas a tres veces la corriente normal de carga durante 10 días. La mayoría de las pilas «nicad» sinterizadas pueden recargarse rápidamente con corrientes incluso mayores que las men-

cionadas (según el tipo de pila y fabricante). Sin embargo, las pilas no quedan completamente cargadas en estas condiciones, y deben tomarse especiales precauciones para evitar la sobrecarga y el recalentamiento. Por ejemplo, una pila de tamaño AA (capacidad nominal 450 mAh) que esté completamente descargada puede ser cargada rápidamente durante 45 minutos con una corriente de 450 mA, 10 veces superior a la corriente normal de carga, y después mantenida durante el resto del tiempo en la corriente nominal (45 mA). La sobrecarga a la corriente nominal es en este caso admisible.

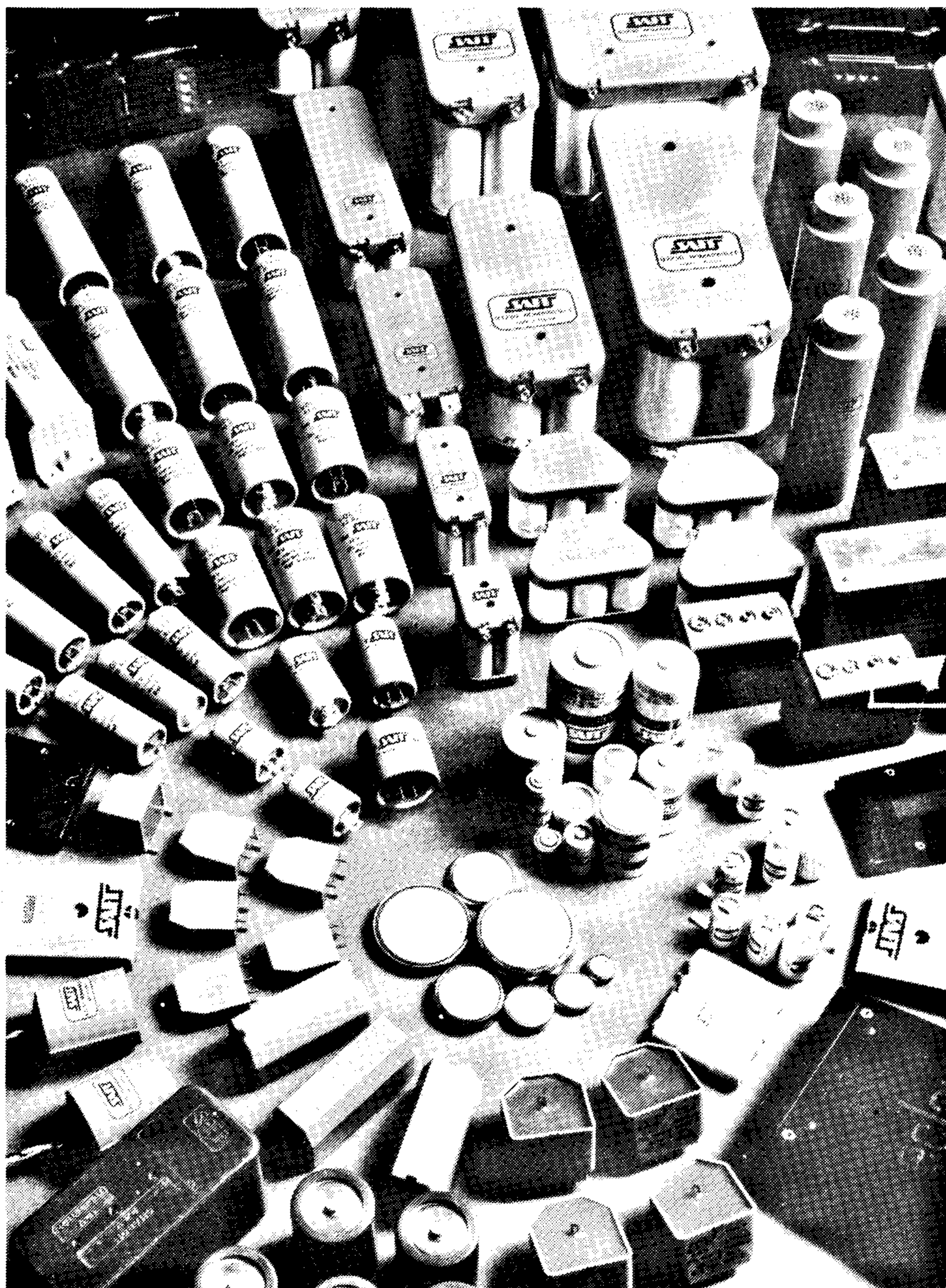


Figura 5: Variación de la resistencia interna en función de cambios en la capacidad disponible de la pila. La resistencia interna de las pilas cilíndricas de electrodos sinterizados es constante durante casi el 90 por 100 del ciclo de descarga. Como consecuencia, la tensión de descarga es asimismo constante durante ese período. Como puede verse, la resistencia interna de las pilas tipo «botón» varía considerablemente con la capacidad disponible (es decir, varía con el grado de descarga).

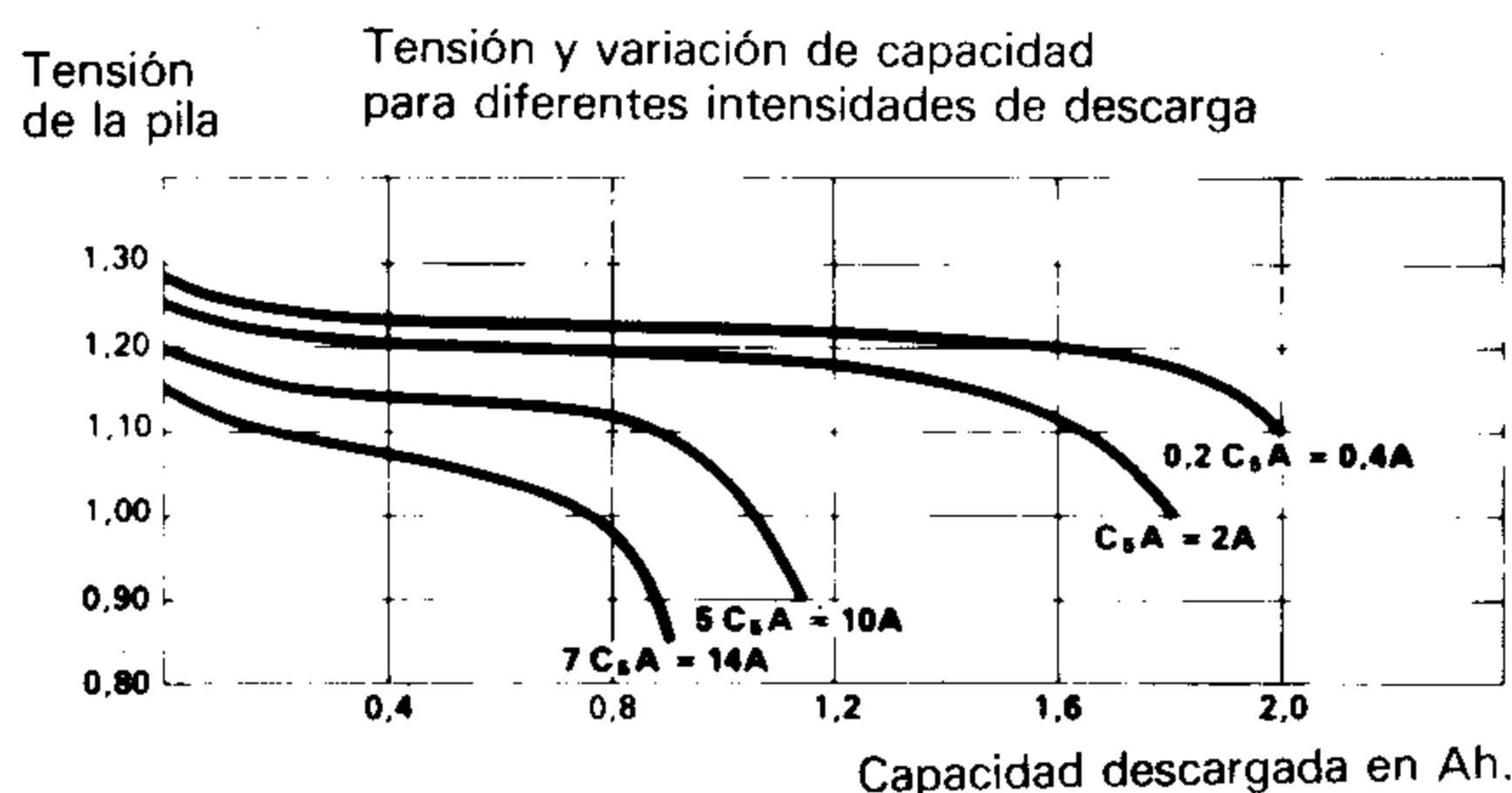
Figura 6a: Variación de la resistencia interna con la temperatura.

Figura 6b: Cuanto mayor es la corriente de descarga, mayor es el efecto de la resistencia interna a bajas temperaturas.

Figura 7: Efecto de la corriente de descarga en la tensión en carga y en la capacidad disponible a la salida para una pila «nicad» tamaño C (SAFT VR 2 C).

7

Descarga a $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$
Corriente máxima permisible de descarga continua: 14,4 A



considerablemente cuando la temperatura disminuye (por ejemplo, un 75 por 100 para un margen de temperaturas de $+60$ a -20°C). La mayor resistencia interna ocasiona, naturalmente, una disminución de tensión durante la descarga bajo condiciones de baja temperatura.

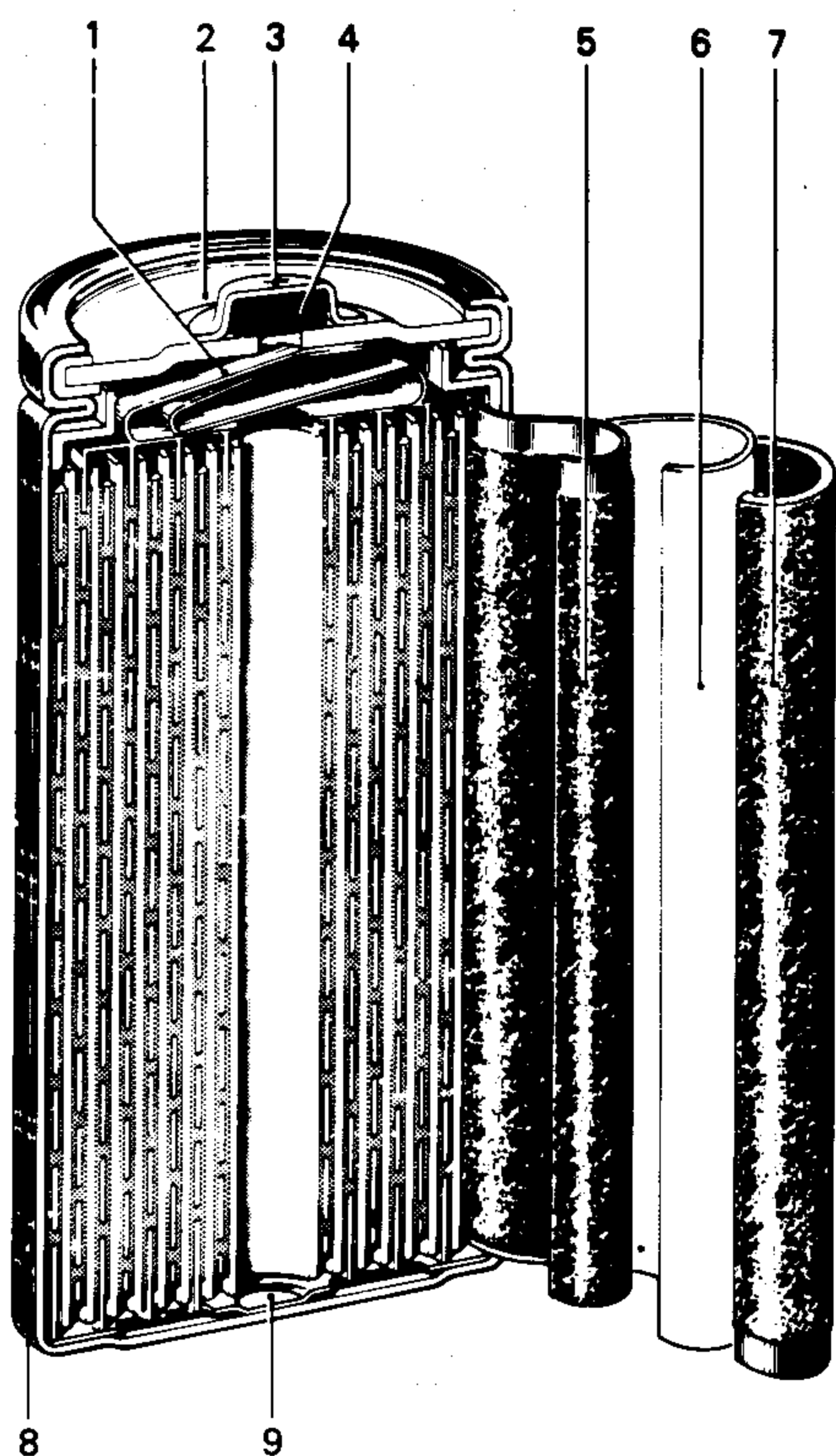
A causa de la resistencia interna, la capacidad de la pila resulta también afectada por la corriente de descarga (cuenta más corriente de descarga, menos capacidad). La relación entre corriente de descarga y capacidad (es decir, cuánto disminuye la capacidad para un cierto decremento en la

corriente de carga) viene dada por la resistencia interna de la pila, que a su vez viene determinada por el tamaño y construcción de la pila. En cuanto a su constitución interna, es preciso distinguir entre pilas sinterizadas y no sinterizadas. Casi todas las pilas «nicad» usadas para sustituir pilas cilíndricas convencionales son del tipo de «electrodo sinterizado», mientras las pilas planas, de tipo botón o las de 9 V (que están constituidas de hecho por varias pilas de tipo botón) son normalmente no sinterizadas. La resistencia interna de las pilas sinterizadas es por término medio de 1/4 a

1/10 de la de las pilas no sinterizadas, y además permanece virtualmente constante durante casi todo el ciclo de descarga. La resistencia interna de las pilas no sinterizadas, en cambio, sube hasta un valor comprendido entre 3 y 5 veces su valor original. Sólo tienen éstas una pequeña ventaja: tienen menos posibilidades de descargarse mientras no se utilizan. Veremos más acerca de esto último más adelante.

Independientemente de la construcción de la pila, es una regla general que cuanto más grande sea la pila (es decir, cuanto mayor sea su capacidad) más pequeña su resis-

8

Vista en corte
de una pila VR 4 D

1. Conexiones del polo positivo
2. Cubierta
3. Botón central (polo positivo)
4. Cámara de seguridad
5. Placa positiva
6. Separador
7. Placa negativa
8. Caja de acero recubierta de níquel
9. Conexión negativa

79074 - 2

Figura 8: Constitución interna de una pila «nicad» cilíndrica con electrodos sinterizados. La caja está herméticamente sellada, aunque una cámara de seguridad en la parte superior de la pila puede recoger los gases que se produzcan debidos a excesivas corrientes de carga o descarga, evitando así la explosión de la pila. Repetidas absorciones de gas por la cámara superior darán lugar a una pérdida de electrolito, con el consiguiente deterioro de las características de la pila.

cia interna. Sin embargo, fabricantes distintos establecen a menudo valores distintos para las resistencias internas de pilas de idénticas dimensiones y capacidad. Así, para pilas AA se encuentran resistencias internas de entre 15 y 35 mΩ (miliohmios), para pilas C hay valores de 10 a 20 mΩ y para pilas D, de 5 a 15 mΩ. Una pila alcalina de buena calidad tendrá una resistencia interna de aproximadamente 300 mΩ cuando está fresca, que suben a 900 mΩ con un 20 por 100 de descarga y a varios ohmios cuando están casi agotadas.

Para la mayoría de las aplicaciones la resistencia interna de las pilas «nicad» puede despreciarse, puesto que es varios cientos por ciento inferior a la de las pilas secas convencionales. Sin embargo, en casos donde se requieren altas corrientes de descarga (como, por ejemplo, en aeromodelos radiocontrolados) el efecto de la resistencia interna en la corriente de descarga y en la capacidad de la pila debe tenerse en cuenta. Por ejemplo, si se descarga una pila a 4 veces su capacidad nominal (es decir, a 4 A en el caso de pilas de 1 Ah) la capacidad efectiva de la pila se reduce en aproximadamente un 30 por 100. La corriente máxima permisible en descarga continua viene determinada por la cantidad de calor disipable por la pila y, según el tipo de pila y el fabricante, está entre 4 y 10 veces su capacidad nominal. Con ventilación adecuada, o si la pila está siendo utilizada de modo discontinuo o pulsante, son admisibles intensidades de descarga considerablemente mayores; hasta 150 veces la capacidad nominal en el caso de algunas pilas de tipo botón. Para estas aplicaciones especializadas deben consul-

tarse cuidadosamente el manual de características y aplicaciones de la pila, y, en caso de duda, consultar a los ingenieros de la compañía.

Para todas las aplicaciones es preciso tener en cuenta el comportamiento de las «nicads» completamente descargadas; cuando varias de estas pilas se conectan en serie (siempre que se requieran más de 1,2 V de tensión de alimentación) puede suceder que una pila se descargue antes que el resto. En este caso puede suceder que la polaridad de esta pila se invierta y resulte cargada «al revés» por las demás. Esto puede conducir a la producción de gas, con el consiguiente aumento de presión en la pila y la posible pérdida de electrolito. Pérdidas de electrolito repetidas o sustanciales conducirán a un deterioro permanente de la capacidad y vida útil de la pila. Por esta razón debe cuidarse especialmente el evitar descargas excesivas. El peligro de «inversión» de una pila es mayor bajo condiciones extremas de trabajo o cuando se conectan en serie un gran número de pilas.

Como consecuencia del **sobrecalentamiento** o de la inversión de polaridad, las pilas «nicad» pueden resultar dañadas si sufren cortocircuitos. Si el corto ocurre externamente (es decir, en el circuito que está siendo alimentado) la corriente de cortocircuito resultante puede dañar componentes delicados o pistas de circuito impreso, dado lo elevado de su valor. Debe recordarse siempre que el extremo superior y la «carcasa» de la pila están conectados a ambos polos de ésta. Es también recomendable casi siempre incluir un fusible en el terminal «vivo» de la alimentación.

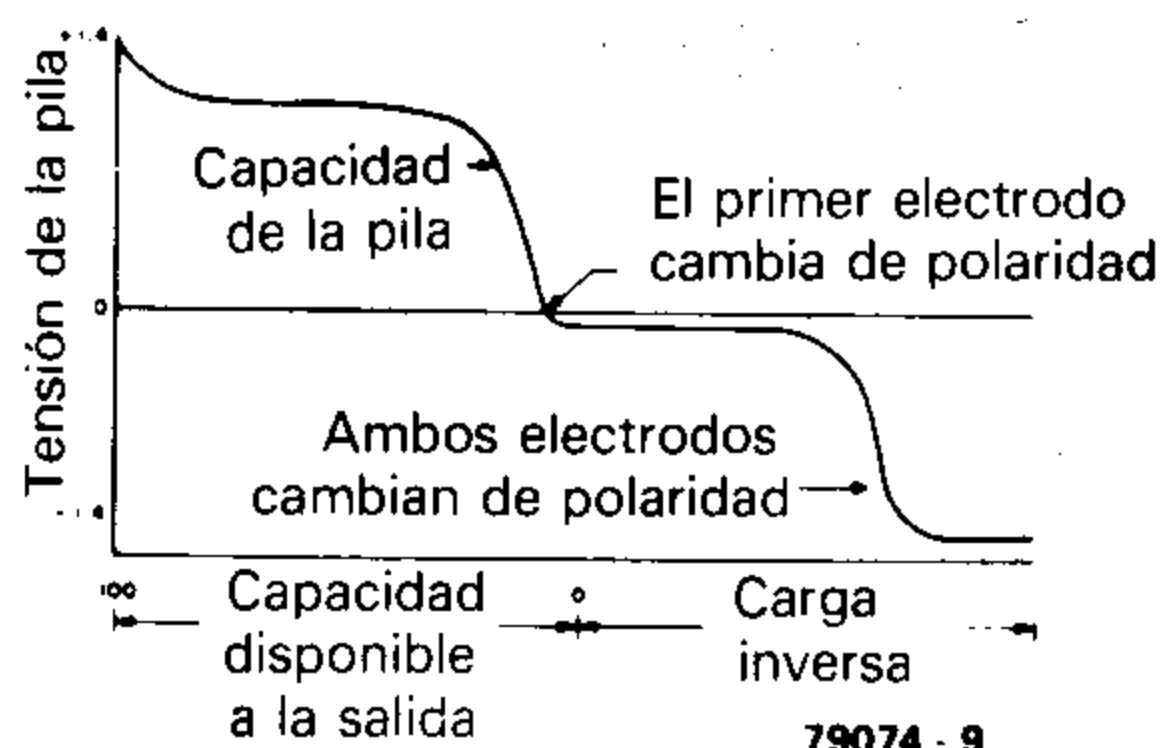
Almacenamiento y mantenimiento de carga

Las pilas «nicad» pueden almacenarse casi indefinidamente en cualquier estado de carga entre temperaturas de -40 y $+50^{\circ}\text{C}$. Sin embargo, completa o parcialmente cargadas las pilas pierden gradualmente su carga. Esta autodescarga es más importante en las pilas sinterizadas que en las no sinterizadas. El ritmo a que esta autodescarga se produce aumenta con la temperatura. A 40°C la pila se descargará completamente en pocas semanas, mientras que a temperatura normal (temperatura ambiente en una habitación normal) una pila «nicad» normal conservará del 60 al 80 por 100 de su carga tras tres meses de almacenamiento. A temperaturas inferiores a 0°C pueden mantenerse capacidades del 90 al 90 por 100. Incluso después de varios meses. A causa del efecto de las diferentes temperaturas y períodos de almacenamiento no es posible normalmente conocer el estado de carga de las pilas que se desea comprar; por ello es recomendable cargar previamente todas las pilas «nicad» que se se compran antes de probarlas en el equipo al que van destinadas.

Vida útil

Mientras no sean sometidas a tratamientos inadecuados durante su uso, las pilas «nicad» podrán cargarse y descargarse más de 500 veces. Conforme aumenta el número de ciclos de carga y descarga a que ha estado sometida la pila, disminuye gradualmente

9



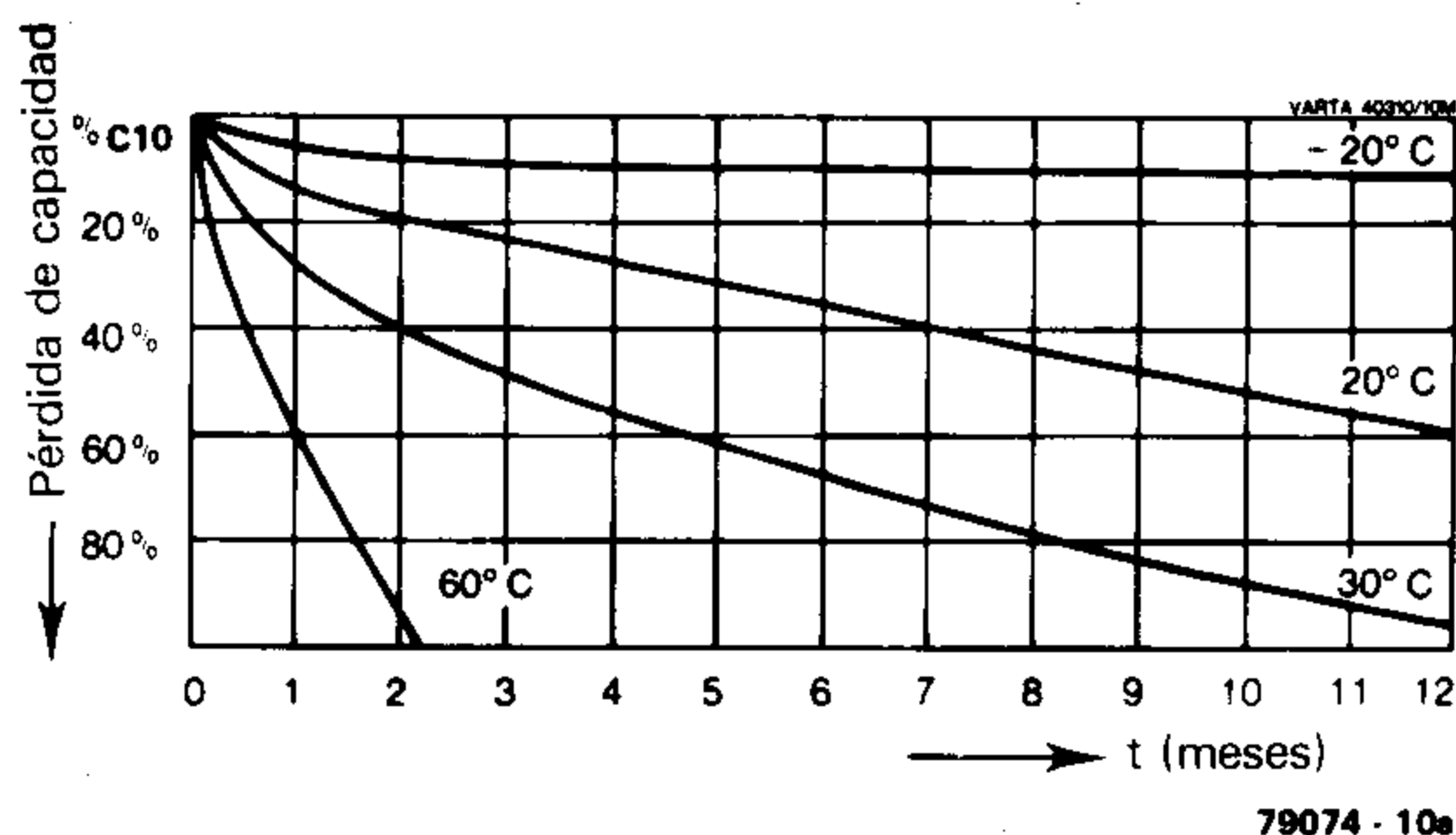
su capacidad. Se considera que la vida útil de la pila ha terminado cuando su capacidad desciende hasta el 70 u 80 por 100 de la capacidad nominal. La duración de esa vida útil depende de la temperatura media de funcionamiento (temperaturas elevadas acortan la vida de la pila) y del grado medio de descarga.

Aunque las descargas incompletas incrementan el ciclo de vida de la pila, no afectan significativamente a la energía total que la pila puede suministrar durante su vida útil. En la práctica, sin embargo, es posible alcanzar, con un poco de suerte, unos 1.500 o incluso 2.000 ciclos de carga y descarga si la pila no se descarga nunca por debajo del 50 por 100 de su capacidad. Así pues, puede ser recomendable recargar las baterías de una calculadora cada semana, aunque baste hacerlo cada 15 días, con el fin de prolongar la vida de las pilas no dejándolas descargar apenas. De esta forma pueden conseguirse duraciones de siete y diez años, en vez de los cinco años que vienen a ser normales en estas aplicaciones. Por el contrario, los aficionados al radiocontrol que utilizan «nicads» con altas corrientes de descarga y que las recargan luego rápidamente con una batería de automóvil no deben esperar mucho más de 100 ciclos de carga y descarga. En otras palabras, la vida útil de las pilas varía notablemente según las condiciones de funcionamiento y velocidades de recarga.

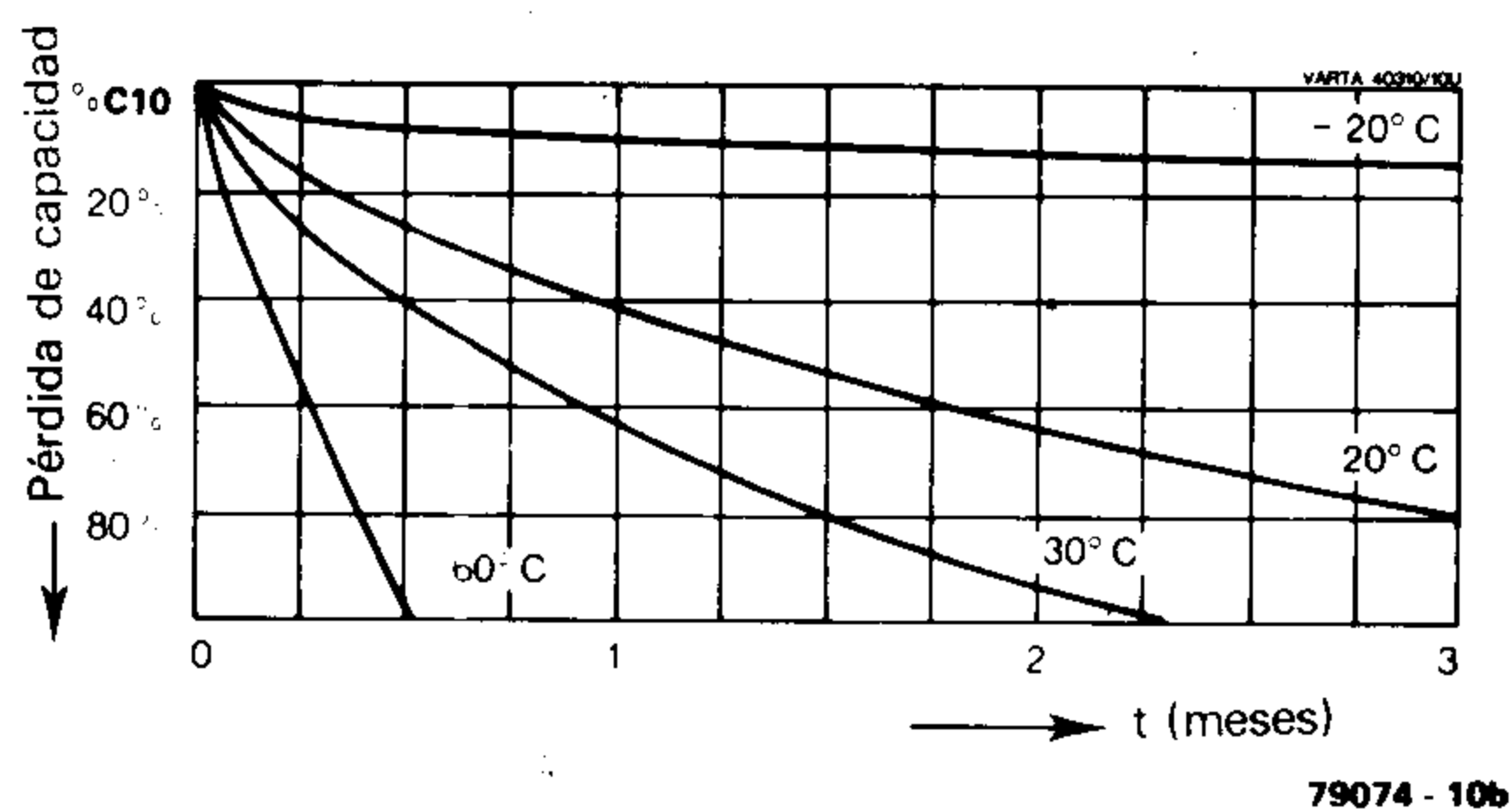
Precauciones para asegurar una larga vida útil

1. Nunca suelde directamente sobre los terminales de la batería, a menos que se ha-

10a



10b



yan dispuesto terminales de soldadura adecuados por el fabricante.

2. Tenga cuidado con las bajas temperaturas durante la recarga. Las pilas que se utilicen en el exterior durante el invierno deben ser calentadas primero antes de recargarlas. Evite las cargas y descargas a altas temperaturas, y nunca exceda el margen de temperaturas prescrito.

3. Evite a toda costa los cortocircuitos y las sobredescargas a altas intensidades. En general debe evitarse la descarga completa de las pilas.

4. Nunca deje pilas en sobrecarga a intensidades mayores que la corriente normal de carga (1/10 de su capacidad nominal).

5. Recargue las pilas nuevas antes de usarlas.

6. Al cargar una serie de pilas conéctelas en serie, nunca en paralelo. Opcionalmente, puede cargarlas una por una.

7. Evite conectar las pilas con polaridad errónea durante la carga o la descarga.

8. Nunca abra o eche al fuego pilas «nicad». Evite las pilas que estén físicamente deterioradas (el cadmio es tóxico y el electrolito de las pilas es altamente corrosivo).

9. Tome nota de las recomendaciones del fabricante.

Es nuestra esperanza que este artículo haya servido para aclarar algunas ideas y arrojar un poco de luz sobre el tópico de las pilas «nicad»; suponemos también que habrá servido para que nuestros lectores se sientan inclinados a utilizarlas en aquellas aplicaciones en que su reducida resistencia interna y sus altos regímenes de carga y descarga, junto con la ventaja de poder usarlas

una y otra vez, las hacen aparecer como una opción particularmente atractiva. ■

Figura 9: Característica de tensión de una pila «nicad» cuando se invierte su polaridad. La excesiva carga inversa dará lugar a daños permanentes en la pila. Debe tenerse especial cuidado cuando se conectan en serie un gran número de estas pilas.

Figura 10: Rapidez de autodescarga en pilas tipo «botón» (arriba) y pilas sinterizadas (abajo) para distintas temperaturas. Como puede verse en el gráfico, las pilas no sinterizadas tienen mejores características de autodescarga.

cargador de pilas níquel-cadmio

Los acumuladores de níquel-cadmio (abreviadamente pilas «nicad») están popularizándose rápidamente. Puesto que su precio disminuye y cada vez hay más tipos disponibles, empieza a ser una alternativa a tener en cuenta en casi cualquier equipo que funcione con pilas. Por esta razón es de suponer que muchos poseedores de radios portátiles, cassettes, flashes electrónicos, calculadoras, etc. (por no hablar de los aficionados al control remoto de prototipos), hallarán en este artículo el cargador de sus sueños. No resulta cara su construcción (de otro modo sería preferible seguir usando pilas convencionales), y con él se dispone automáticamente de la corriente de carga y tiempo correctos. De esta forma resulta imposible la sobrecarga o la carga incompleta.

Aquellos que hayan tenido alguna experiencia con pilas de níquel-cadmio habrán podido darse cuenta de aquellas características que debe tener realmente un cargador de baterías «nicad». De todas maneras, incluso sin el beneficio de la experiencia habida —sea ésta mala o buena— las exigencias básicas para un cargador son bastante obvias. El cargador debe ser práctico y eficaz y no debe causar el menor daño a las baterías bajo ninguna circunstancia. Lamentablemente, no todos los cargadores disponibles comercialmente cumplen estos requisitos.

El cargador que describe este artículo fue diseñado para mantener las siguientes especificaciones:

- Debe ser adecuado para cargar con él todos los tipos de baterías «nicad» disponibles en el mercado.
- La corriente de carga debe mantenerse constantemente en un valor igual a la décima parte de la capacidad del acumulador de Ah; sin embargo, debe ser posible también seleccionar una corriente mayor para las pilas «sinterizadas» de carga rápida, que pueden ser cargadas con una corriente igual a 1/3 de la capacidad de carga en Ah.
- Debe incorporarse un temporizador para asegurar que el tiempo de carga es el correcto.
- Para evitar la posibilidad de dañar las pilas «nicad», éstas deben ser descargadas previamente a un nivel bien definido antes de comenzar el ciclo de carga. De esta forma prácticamente se elimina el peligro de sobrecargar drásticamente unas baterías que se pongan a cargar cuando están todavía «casi llenas».
- Preferiblemente, el paso de ciclo de descarga a ciclo de carga debe ser realizado automáticamente.
- Después de completado el ciclo de carga debe ser posible el dejar las pilas en el cargador (meses, incluso) sin daño alguno. Más aún, bajo estas condiciones las pilas deberían ser cargadas por «goteo» para mantenerlas siempre completamente cargadas.

Esta lista de especificaciones fue presentada a uno de nuestros diseñadores, con la petición de que diseñara un circuito práctico y barato, adecuado para construcción casera —un punto importante para un circuito que va a ser publicado en una revista— y que realizara adecuadamente su función. El resultado (tras el usual período de diseño, ensayo sobre tablero, pruebas y mediciones) fue el circuito objeto de este artículo, cuyo diagrama de bloques puede verse en la figura 1.

Diagrama de bloques

El diagrama de bloques de la figura 1 ilustra los principios básicos del circuito. Puede parecer un diagrama complicado al compararlo con los de otros cargadores convencionales, pero en la práctica resulta bastante sencillo. De hecho, varios de los bloques constan en realidad de unos pocos componentes (por ejemplo, el bloque «carga de goteo» representa solamente una resistencia).

Empecemos por el principio:

Al pulsar el pulsador «arranque» un flip-flop (FF1) inicia el ciclo de descarga de las pilas «nicad», lo que es indicado por un LED de color rojo. Cuando la tensión de la pila o pilas conectadas al cargador descendiendo por debajo de un cierto valor prefijado, un comparador (IC1) pone en «reset» al flip-flop FF1, con lo que termina el ciclo de descarga y se dispara el segundo flip-flop FF2. El ciclo de carga se inicia ahora automáticamente; se enciende entonces un LED verde para tranquilizar a los propietarios de pilas «nicad» más agoreros...

Cuando FF2 cambia de estado, se activa un temporizador que se encargará de terminar automáticamente el ciclo de carga una vez transcurrido el tiempo de carga preseleccionado. Al terminar éste, FF2 será puesto en «reset» por el temporizador. El cargador principal (T1) queda así en corte, pero la carga de goteo permanece a través de R3. Esta carga de goteo nos mantiene siempre las baterías en estado de carga completa. La corriente de carga puede ser fácilmente adaptada a las exigencias de los tipos de baterías «nicad» más comúnmente disponibles. Las pilas más «gordas» que podremos cargar serán de 1,2 Ah. Sin embargo, durante el diseño de un circuito y, más particularmente, al especificar los valores de los componentes, es preciso hacer varias suposiciones de partida. En nuestro caso, los valores de los componentes han sido determinados pensando en las pilas de 0,5 Ah que son las más comúnmente disponibles. Estas pilas se cargan a 1/10 de su capacidad en Ah (es decir, 50 mA) durante un período de 14 horas. Al cargar pilas sinterizadas, en cambio, se recomienda un régimen de carga de 1/3 de su capacidad en Ah (lo que viene a dar unos 150 mA en nuestro caso) con un tiempo de carga de 3½ horas. El lector habrá observado ya que el producto de intensidad recomendada por tiempo recomendado excede la capacidad nominal de la pila. Sin embargo, no debe preocuparles: la carga total está dentro de los márgenes recomendados por el fabricante, y el posible

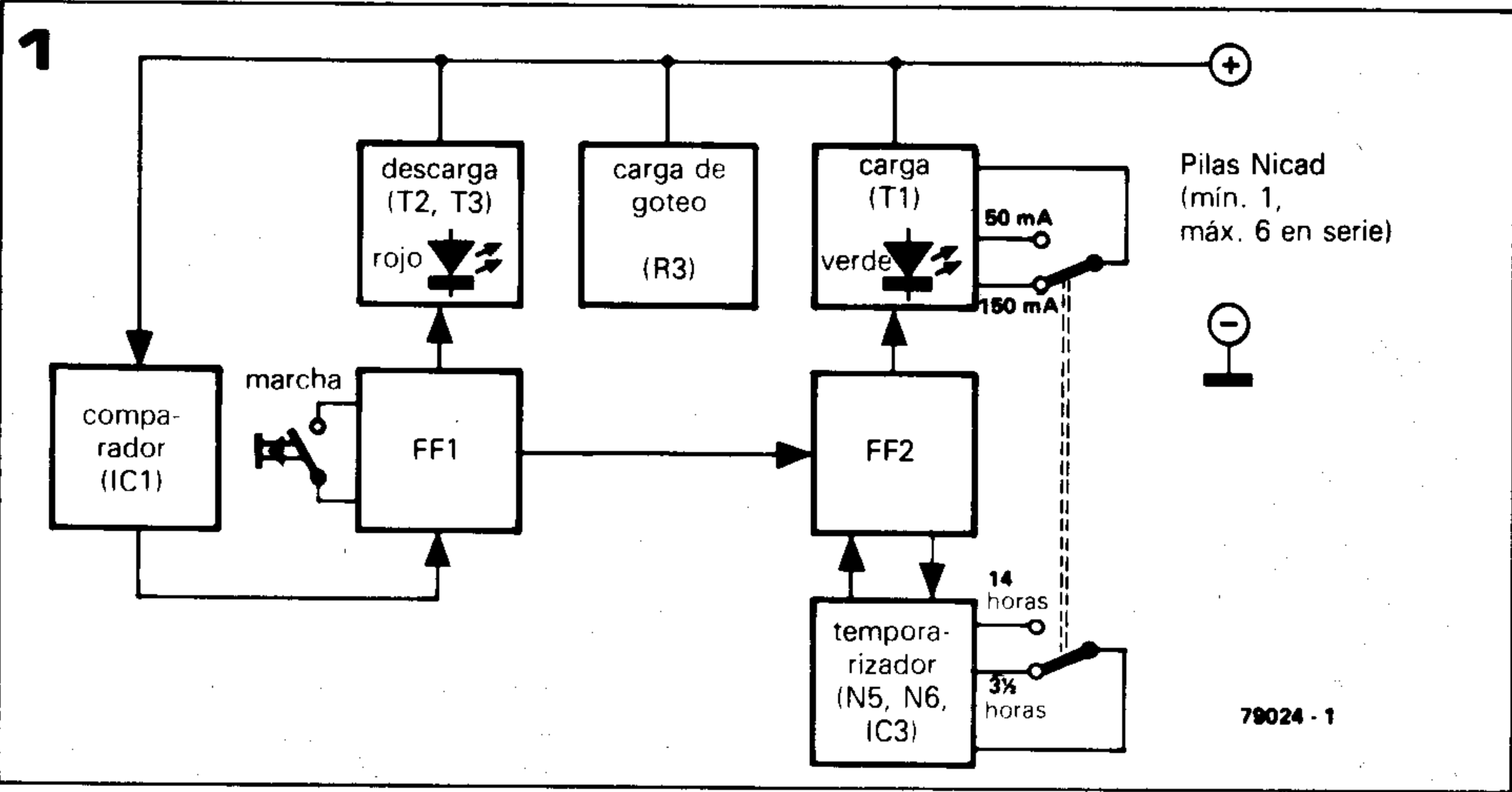
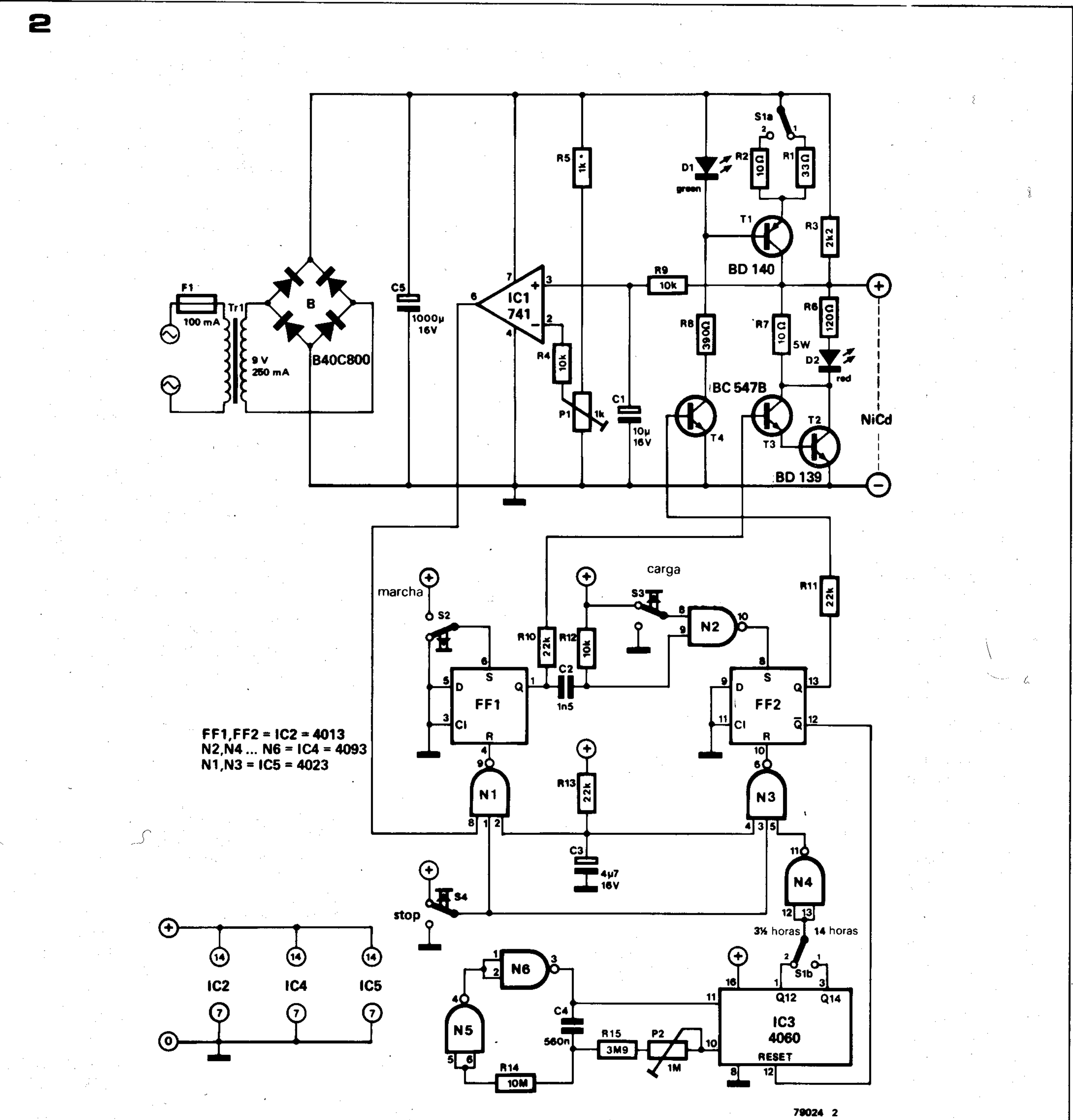
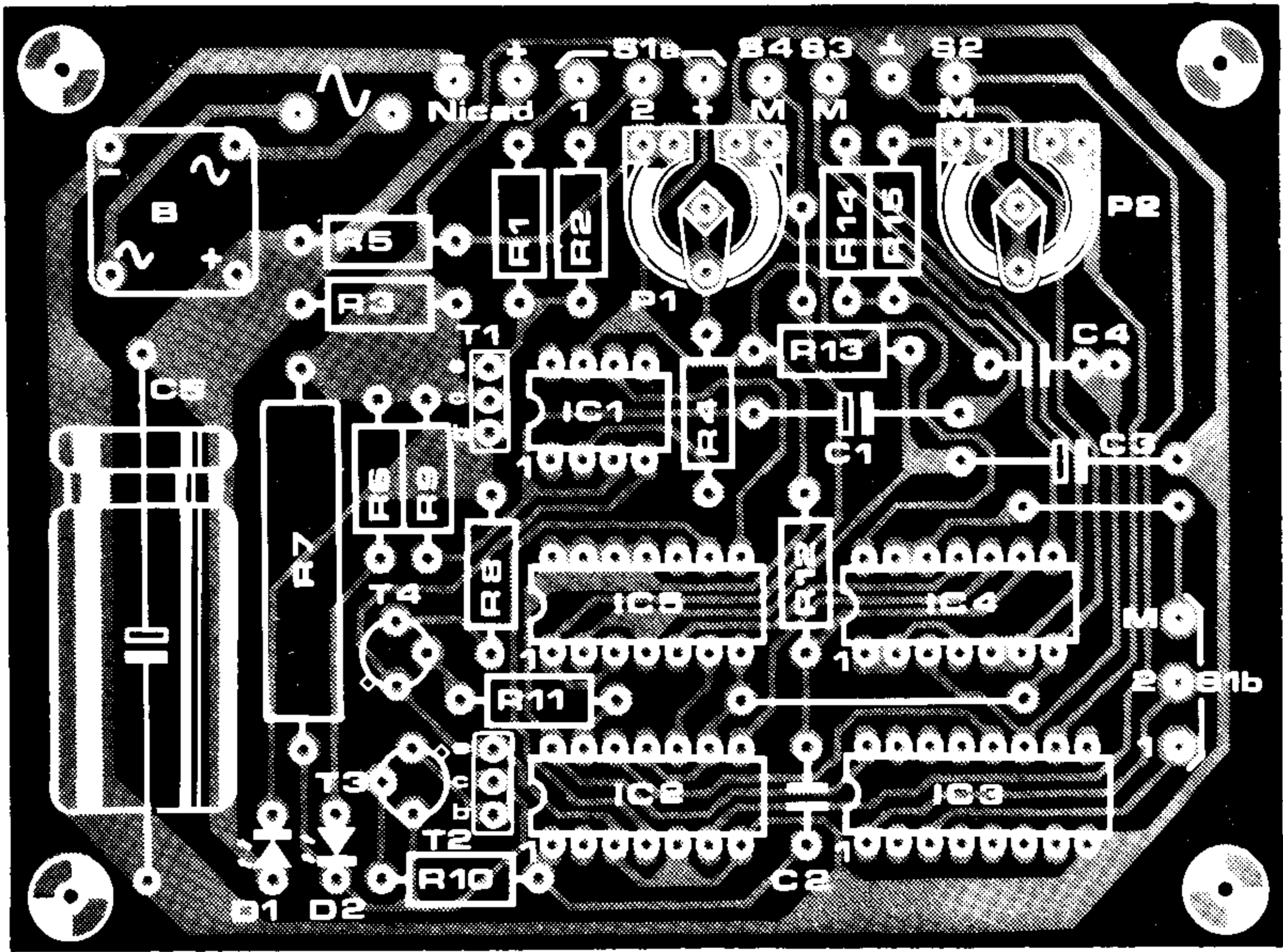


Figura 1: Diagrama de bloques del cargador automático de baterías «nicad». La pila (o pilas) es descargada previamente hasta un nivel prefijado, después de lo cual se inicia el proceso de carga.

Figura 2: El circuito completo. En él se utilizan componentes standard de fácil adquisición.





«exceso» de carga corresponde en realidad a potencia disipada en forma de calor durante el proceso. La carga a corriente constante tiene una ventaja significativa en la práctica: no importa cuántas pilas (hasta 6) sean conectadas en serie para su carga, mientras éstas sean iguales.

Circuito completo

El circuito completo es el de la figura 2. El único componente adicional en el circuito final es la fuente de alimentación (trafo de red, rectificador en puente de Graetz y condensador C5) y dos interruptores, S3 y S4, que ofrecen la posibilidad de control manual; es decir, con ellos podemos iniciar e interrumpir el ciclo de carga. Puesto que los principios básicos han sido ya explicados, la discusión del circuito completo será relativamente breve. S2 es el botón de «arranque». Al pulsarlo FF1 pasa a «set», con lo que su salida Q pasa a nivel alto. T3 y T2 conducen entonces, descargando las pilas «nicad» a través de una resistencia de valor elevado, R7. Simultáneamente, lucirá D2 (rojo). Pasado cierto tiempo, las pilas se habrán descargado hasta el punto en que la tensión entre sus bornes descienda por debajo del nivel ajustado en P1. En este caso, y puesto que esta tensión preajustada en P1 y la tensión de las pilas están aplicadas cada una a una entrada de un amplificador operacional en montaje comparador (sin realimentación), éste pasará de saturación positiva a negativa, lo que desencadena el proceso de carga y detiene el de descarga. A

través de N1, el flip-flop FF1 es puesto en «reset», con lo que su salida Q «baja», cortando a los transistores T3 y T2 y finalizando el proceso de descarga. Simultáneamente, un circuito diferenciador (C2/R12) pone en reset a FF2 a través de N2, con lo que su salida Q «sube», haciendo conducir a T4. De esta forma entra en juego la fuente de corriente (T1). Las pilas «nicad» son cargadas y el diodo D1 (verde) luce. El color del diodo D1 no es sólo cuestión de presentación, sino que también es importante para el buen funcionamiento del circuito. En efecto, la caída de tensión en este diodo es una tensión de referencia para la fuente de corriente. La tensión que cae en un diodo LED de color verde es mayor que en uno rojo (2,4 V frente a 1,6), por lo que sólo será admisible en esta función un diodo verde, puesto que los valores de R1 y R2 han sido elegidos en función de su caída de tensión de 2,4 V. Naturalmente, para que el ciclo de descarga termine en el punto correcto, será preciso ajustar P1 conforme al número de pilas que vayan a ser cargadas en serie. Admitiremos aquí que una pila «nicad» completamente descargada tiene una tensión en carga de aproximadamente 1 V. Por tanto, P1 debe ser ajustado de forma que tengamos en su cursor una tensión igual a tantas veces 1 V como pilas hayamos puesto a cargar en serie. Cuando FF2 cambia de estado, iniciando el ciclo de carga, su salida Q pasa a estado «bajo», con lo que se pone en marcha el temporizador. Este es la simplicidad misma: consiste en un generador de frecuencia (reloj) N5, N6 y unos pocos componentes pasivos, y un divisor de frecuencia IC3. La frecuencia del generador puede ser ajustada

Lista de componentes

Resistencias:

- R1 = 33 Ω
- R2 = 10 Ω
- R3 = 2k2
- R4,R9,R12 = 10 k
- R5 = 1 k
- R6 = 120 Ω
- R7 = 10 Ω /5 w
- R8 = 390 Ω
- R10,R11,R13 = 22 k
- R14 = 10 M
- R15 = 3M9

Condensadores:

- C1 = 10 μ/16 V
- C2 = 1n5
- C3 = 4μ7/16 V
- C4 = 560 n
- C5 = 1000 μ/16 V

Semiconductores

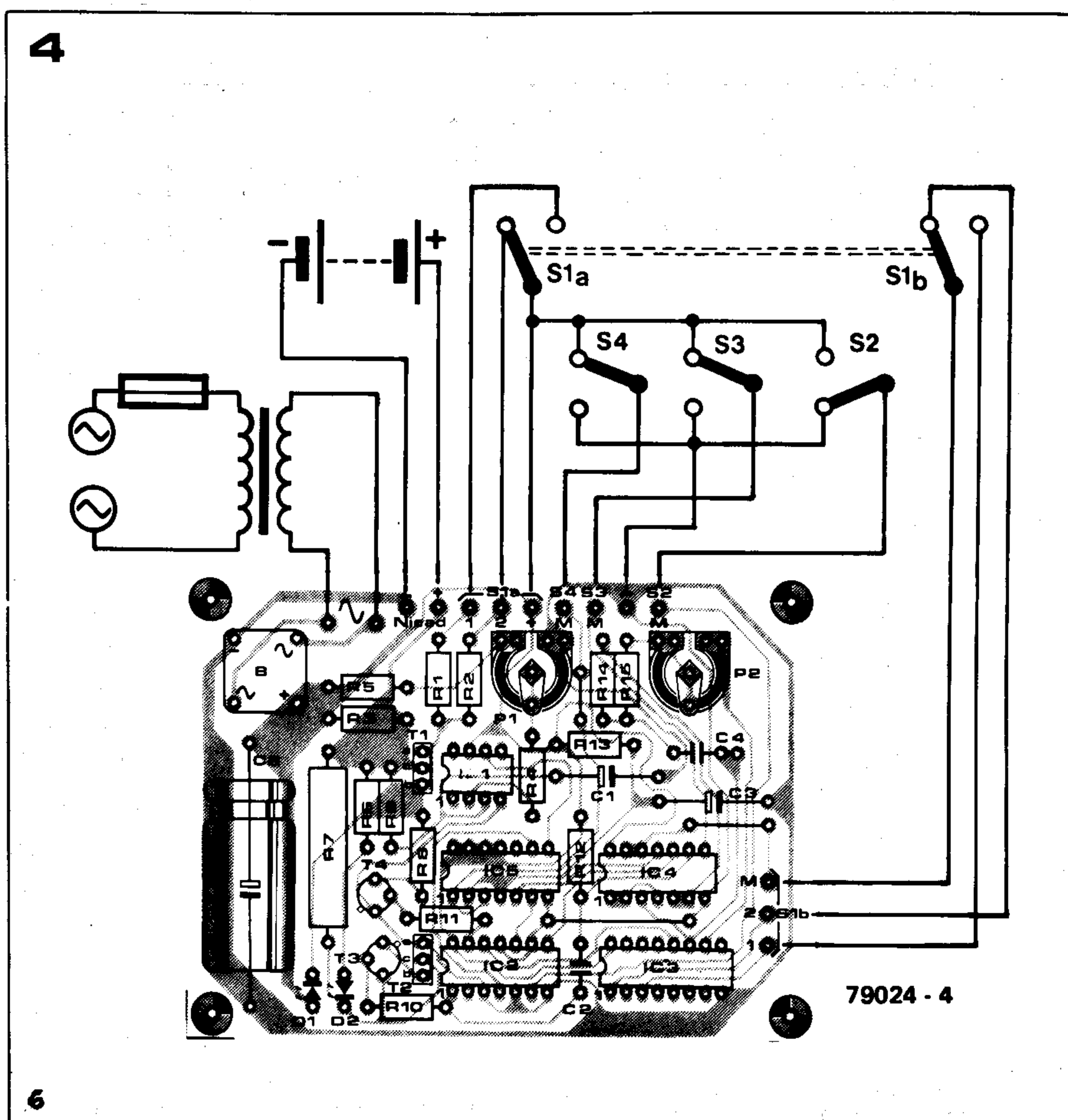
- T1 = BD 140/BD 136
- T2 = BD 139/BD 135
- T3,T4 = BC 547
- D1 = LED verde
- D2 = LED rojo
- IC1 = 741
- IC2 = CD 4013
- IC3 = CD 4060
- IC4 = CD 4093
- IC5 = CD 4023

Varios:

- P1 = 1 k ajuste
- P2 = 1 M ajuste
- S1 = conmutador,
- S2,S3,S4 = pulsador-interruptor
- B = puente rectificador B40C800
- F = 100 mA fusible
- Tr = transformador con secundario de 9 V/250 mA

Figura 3: Placa de circuito impreso y componentes para el cargador de baterías «nicad» (EPS 79024). El único componente fuera del circuito impreso es el transformador de red.

Figura 4: Diagrama de cableado que ilustra la conexión a la placa de circuito impreso de los diferentes interruptores, transformador de red y pilas «nicad».



mediante P2 hasta que se obtengan los intervalos correctos de tiempo.

Solamente nos quedan por discutir unos pocos componentes de la placa. R13 y C3 sirven para poner en reset los dos flip-flops cuando se aplica tensión inicialmente al circuito. No son precisos, por tanto, pulsadores de reset, preset o cosas por el estilo. El circuito funciona simplemente al aplicarle tensión. La resistencia R3, marginada en la esquina superior derecha del circuito, es el «cargador de goteo»: incluso después de que T1 se ha cortado, sigue aportando una pequeña corriente de carga, para mantener las pilas «a tope».

Finalmente, los interruptores. La corriente de carga es seleccionada mediante S1a; con los valores dados de R1 y R2, la corriente es de 50 mA en la posición 1 y de 150 mA en la posición 2. Para evitar errores, otra sección del mismo conmutador selecciona el tiempo de carga correspondiente. Las dos posiciones de S1B corresponden a 14 y 3½ horas respectivamente, como se dijo antes. El funcionamiento normal se inicia pulsando S2; como ya se explicó, esto inicia el ciclo de descarga. Si se tiene prisa, pulsando S3 iniciamos el proceso de carga sin haber descargado previamente las pilas. En cualquier momento puede ser interrumpido el funcionamiento (tanto en carga como en descarga) pulsando S4.

Construcción y funcionamiento

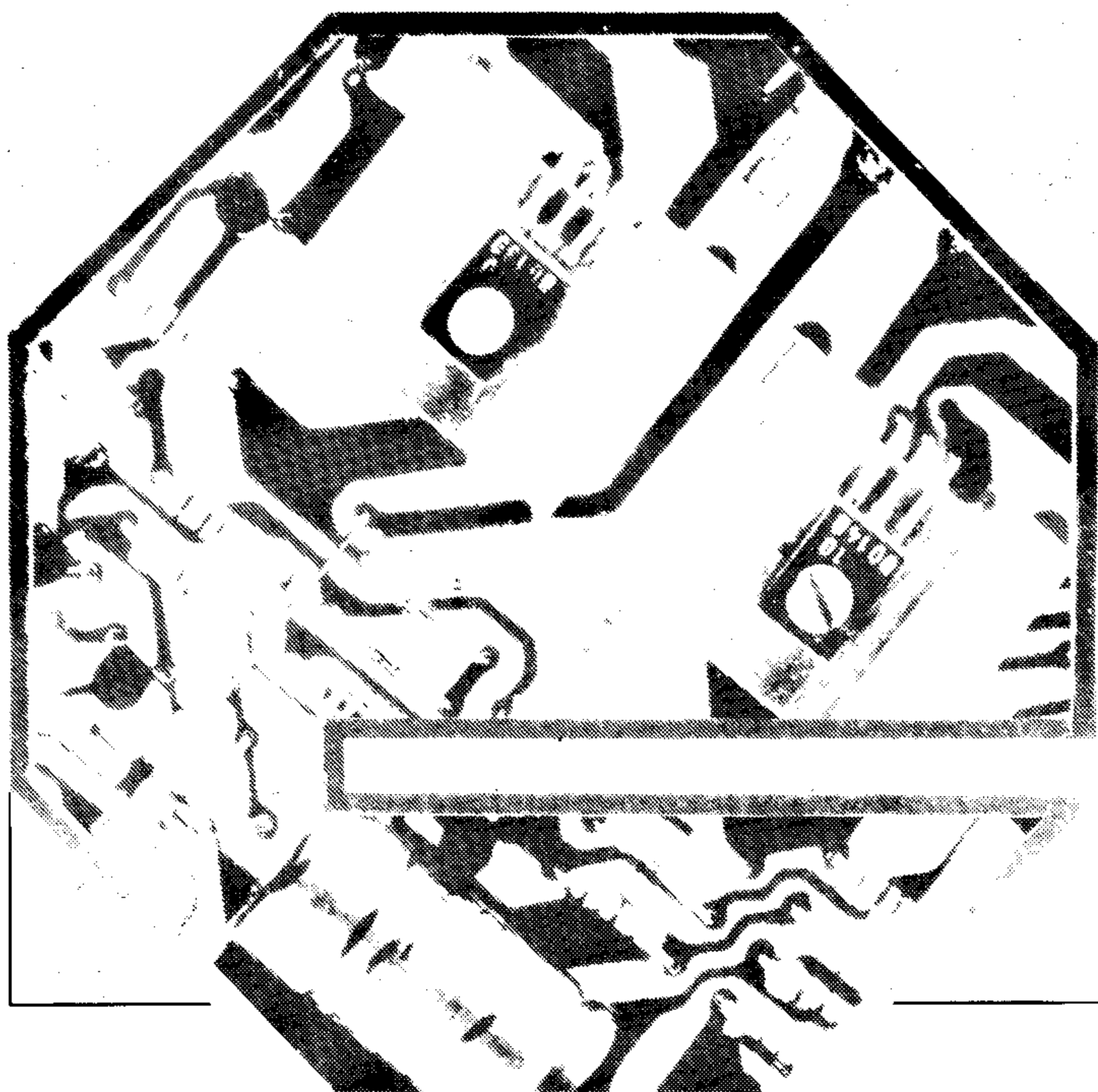
En la figura 4 puede verse la disposición de los componentes externos a la placa. En la figura 3 puede verse la placa en sí con el dibujo que muestra la disposición de los componentes en ella. La construcción del cir-

cuito es extremadamente simple; la calibración y el funcionamiento normal exigen, sin embargo, algunas puntualizaciones:

- Como ya se dijo anteriormente, pueden cargarse de 1 a 6 pilas conectadas en serie con tal que P1 esté correctamente ajustado: 1 voltio por pila. Debe notarse, sin embargo, que D2 no lucirá durante el ciclo de descarga inicial si sólo hay una pila conectada. Más aún, si van a cargarse varias pilas a la vez deben estar todas descargadas aproximadamente en el mismo grado. Si todas han sido usadas en el mismo equipo, no habrá que tomar ninguna precaución especial (normalmente); pero si han sido utilizadas en consumos diferentes y, en general, en cualquier caso de duda, es recomendable descargar cada pila (o conjunto de pilas del mismo equipo) individualmente hasta que se encienda el LED verde, señal de que la descarga ha terminado.
- Si se precisan otras corrientes de carga deberán ser modificados los valores de R1 y R2. La corriente de carga en amperios es igual a 1,6 V (la caída de tensión en D1 menos la caída base-emisor de T1) dividida por el valor de R1 ó R2. Si va a utilizarse el circuito para cargar pilas de 1,2 Ah de carga rápida (corriente de carga de aproximadamente 360 mA) debe disponerse un disipador en T1.
- Si se desea puede procederse a una cuidadosa calibración del temporizador por medio de P2. Sin embargo, no hay ningún inconveniente en colocarlo simplemente en su posición central... Los perfeccionistas pueden considerar que esto es poco satisfactorio; sin embargo, es bastante molesto ajustar exactamente el ciclo completo de carga d forma que dure el tiempo recomendado (sería preciso seguir el ciclo de carga

durante 3½ o incluso 14 horas). No hay problema: tenemos aún otra alternativa. Bastará conectar un voltímetro a la salida Q4 de IC3 (patilla 7) y pulsar el botón de arranque sin pilas «nicad» conectadas al cargador. Si la salida sube al cabo de 45... 50 segundos, el ajuste de P2 es correcto.

- Una advertencia final: puesto que este circuito primero descarga y luego carga la pila o pilas, no ha podido incorporarse protección alguna por medio de diodos en serie. Por tanto, debe tenerse un cuidado especial en no conectar nunca las pilas en forma equivocada (con polaridad errónea). Aún más, si las pilas se dejan conectadas al cargador después de completado el ciclo de carga debe mantenerse éste conectado a la red. De otro modo, las pilas se descargarían a través de R3, R5 y P1.



EQUIN

La etapa de potencia que presentamos en este artículo, junto con el preamplificador (PRECO) publicado en los números 1 y 2 de esta revista, permite la construcción de un amplificador de Alta Fidelidad de excelentes prestaciones comparables, a poco cuidado que se ponga en el montaje, con las características de un equipo de alto precio.

Ningún buen amplificador reproducirá música (sea ésta clásica o pop) del mismo modo en que ésta fue grabada; es decir, sin añadir algo «de su propia cosecha».

Esto significa que el diseñador debe prestar atención no sólo a la distorsión de cruce —fácilmente audible— sino también a la respuesta a impulsos (es decir, a la estabilidad) y al problema de la distorsión de intermodulación transitoria (TIM).

El diseño debe minimizar el efecto audible global de todas estas distorsiones a la vez. Desde luego, no es demasiado difícil anular la distorsión de cruce mediante la combinación de una adecuada corriente de polarización y una fuerte realimentación negativa (60 dB o así). Semejante grado de realimentación sólo puede alcanzarse, sin inestabilidad, mediante un primitivo circuito corrector en el lazo abierto (de tipo RC) con el que no puede por menos de aparecer un serio problema de intermodulación.

Este es el gran problema de utilizar amplificadores operacionales «compensados internamente en frecuencia» tales como el 741. Por otra parte, es cierto que una distorsión eficaz (RMS) total del 0,1 por 100 es prácticamente inaudible, mientras consista únicamente en armónicos de bajo orden sin restos de «picos de cruce». (Esto es lo que suele suceder en los amplificadores de válvula, que por esta razón son de gran limpieza de sonido.)

El pretender una óptima calidad de sonido no implica tener que utilizar un gran número de componentes. Un puñado de ellos colocados «estratégicamente» dentro de un diseño estándar hacen a menudo mejor servicio (y más barato) que un circuito radicalmente nuevo. Por otra parte, un diseño estándar puede a menudo ser mejorado mediante un reajuste de los valores de algunos componentes, tras haber «echado un vista-

zo» a aquellas partes del circuito que realmente afectan a la calidad musical.

Conviene resaltar que nuestro diseño no está pensado para aplicaciones de megafonía, en donde serían aceptables distorsiones importantes. Este es un amplificador para una reproducción limpia y fiel a niveles subjetivamente realistas dentro de un local de dimensiones normales.

La etapa de salida

En una etapa de salida funcionando en clase B hay dos transistores (o grupos de transistores) separados, que conducen alternativamente según la polaridad de la señal de entrada. La figura 2 muestra la configuración más usual de esta etapa en forma simplificada. El transistor NPN T1 tiene su base unida a la del PNP T2 a través de una fuente de tensión de polarización. En prácticamente todos los amplificadores T1 y T2 consisten en grupos de dos o tres transistores unidos para obtener un NPN o un PNP global.

En el gráfico de la figura 3 puede verse que cuando V_R (tensión de polarización) vale cero —es decir, cuando T1 y T2 no tienen corriente de polarización— la corriente en la carga (los altavoces) se hará cero para un cierto margen de tensiones a ambos lados del origen. Esta «zona muerta» es la causa de la distorsión de cruce.

Los culpables son los propios transistores NPN y PNP o, mejor dicho, sus características intensidad de colector-tensión base-emisor. Para altos niveles de intensidad estas curvas pueden hacerse tan lineales como se quiera realizando una realimentación negativa de corriente por medio de resistencias de emisor. Sin embargo, con niveles bajos de intensidad estas características se hacen repentinamente

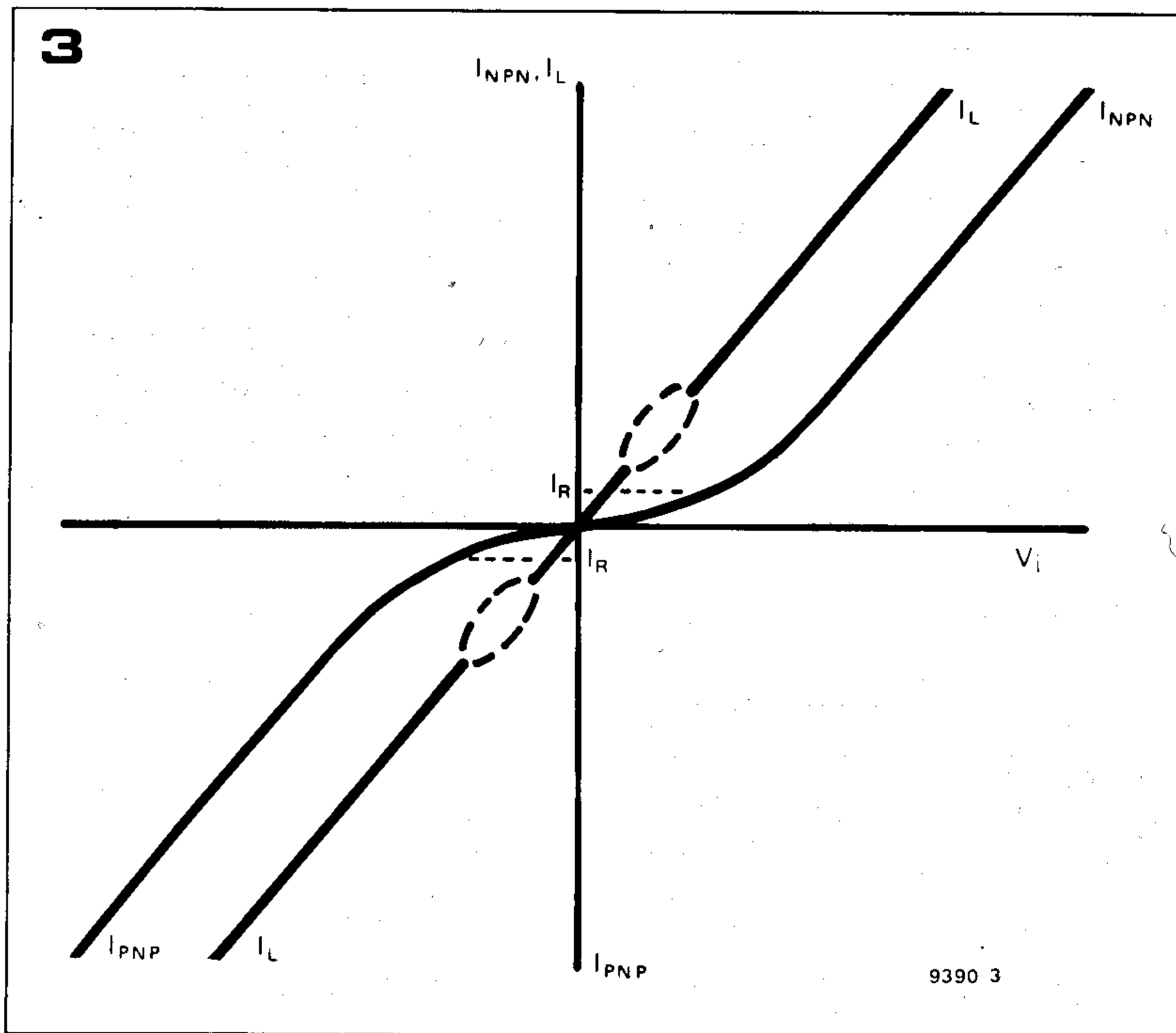
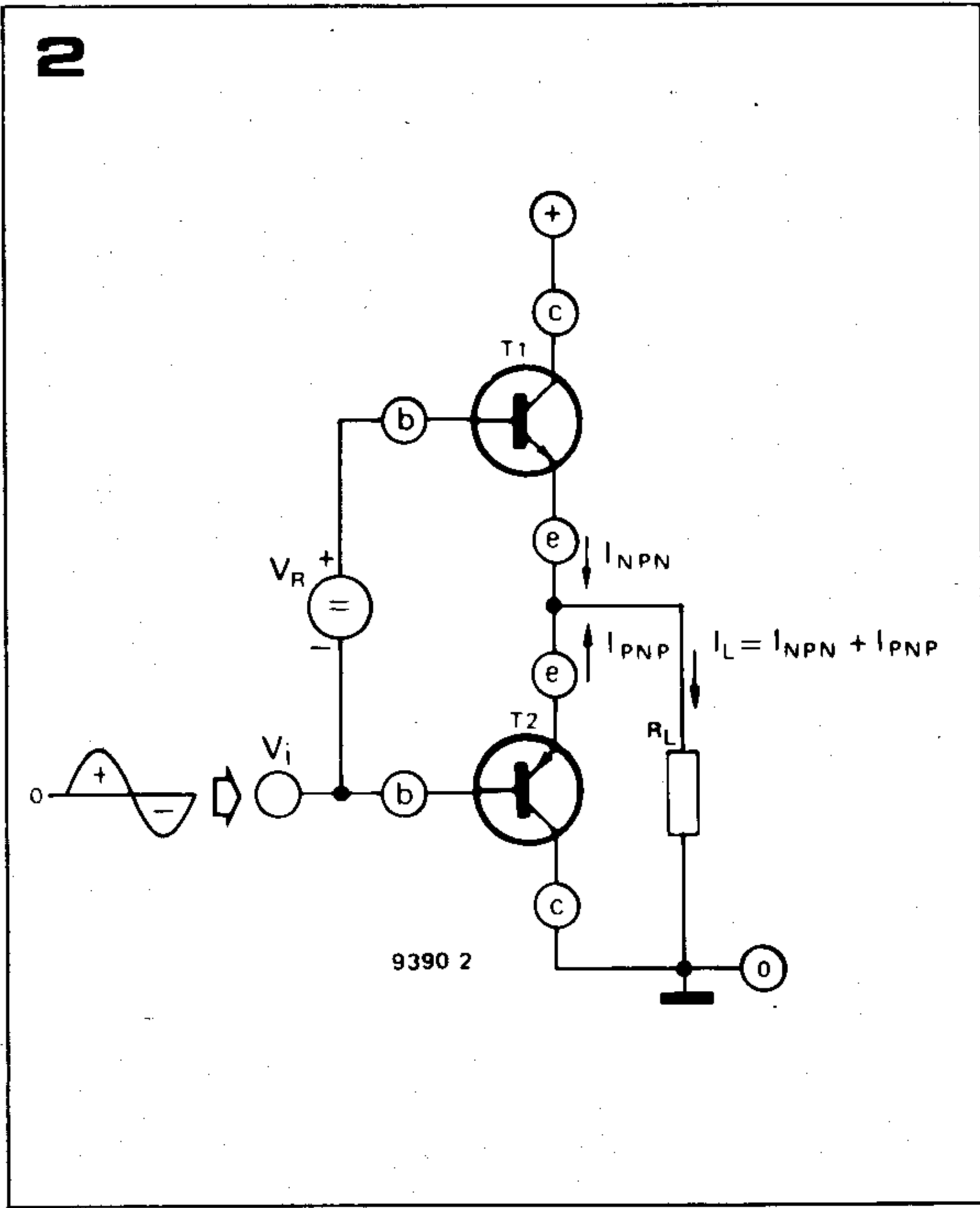
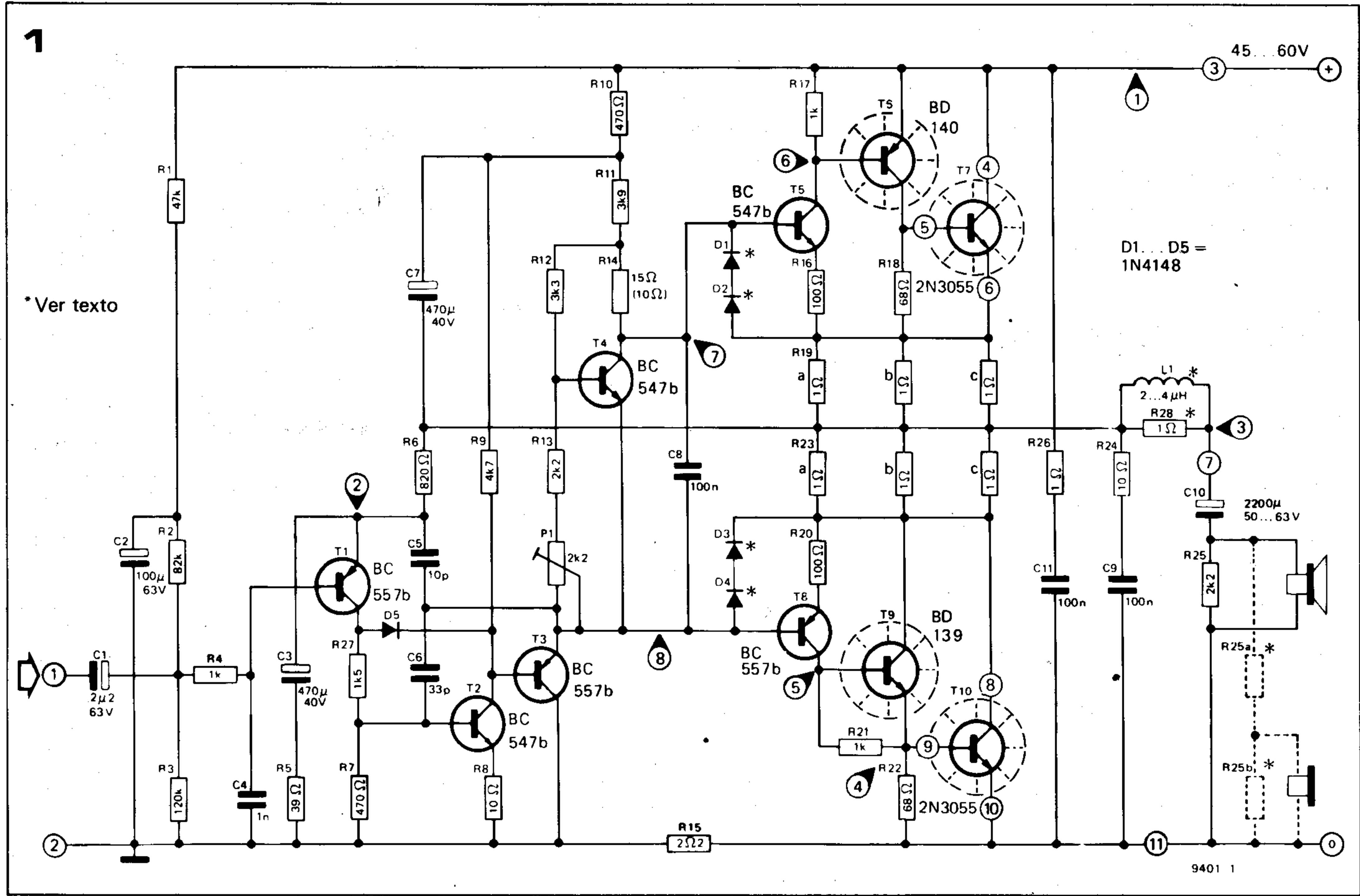


Figura 1.—Circuito completo del Equin.

Figura 2.—Principio de las etapas «habituales» de salida en clase B. T1 y T2 son transistores «compuestos» por dos o tres transistores normales.

Figura 3.—Característica del circuito de la figura 2. La corriente de reposo I_R sirve para «linealizar» la región de cruce.

curvas. La razón es que la transconductancia de T1 y T2 disminuye bruscamente a bajos niveles de corriente, en los que ninguna realimentación, por fuerte que sea, puede colaborar significativamente. Polarizar T1 y T2 por medio de la tensión V_R mejorará grandemente este comportamiento. En el eje de la señal de entrada habrá ahora un valor de corriente permanente (intensidad de reposo o polarización) puesto que ambos tienen una transconductancia significativa. En el caso ideal se llegaría al solape entre las características del NPN y

del PNP, de modo que la corriente en los altavoces seguiría a la tensión de entrada linealmente a través del paso por cero (cruce). El grado en que esto será posible dependerá de varios puntos:

- Suponiendo que exista un valor ideal de la corriente de reposo que consiga que ambas características se solapen perfectamente, ¿cuántos problemas y dificultades se nos presentarán para ajustarlas y mantenerla en el valor correcto?
- El valor ideal es de hecho el que consiga que las pendientes de ambas carac-

terísticas en sus puntos más alejados estén una en prolongación de la otra. Las irregularidades en la parte curvada de las características pueden impedir que se consiga este valor ideal si dichas características no se mantienen rectas a través de la región de cruce .

- La completa regularidad significa que toda curva debería ser la imagen en un espejo de la otra. Este es el significado del término «completamente simétrico». Si in componente dentro de T1 es NPN el correspondiente dentro de T2 deberá ser PNP y viceversa. Esto implica que los transistores de potencia de T1 y T2 también deben ser de tipo complementario. Y aquí es donde el asunto se pone difícil: no solamente son difíciles de obtener (es decir, caros) pares de transistores de alta potencia complementarios, sino que es casi imposible producir un par de ellos con características de alta frecuencia (características de conmutación) complementarias. La solución más frecuente es utilizar un conjunto cuasi complementario en el que los dos transistores de potencia tienen la misma polaridad (NPN). Esto funcionará con tal que se tomen las precauciones necesarias para evitar la asimetría en la zona próxima al cruce de la característica global de transferencia. Esto puede hacerse fácilmente.
- El siguiente punto es que el valor de la corriente de reposo no debe variar con

la temperatura. Como la temperatura de la unión base-emisor de un transistor de potencia aumenta de modo importante para funcionamiento a potencias elevadas existe también una tendencia de la corriente de reposo a aumentar será preciso, por tanto, regular V_R con un factor de $-2mV/^{\circ}C$ para mantener constante la corriente de reposo. Eso puede ser verdaderamente una fiesta: resistencias NTC, diodos sensores en el disipador, además de conjeturas acerca de la verdadera temperatura en la unión (puesto que todo tiene que hacerse mediante el conocimiento de la temperatura del disipador, considerablemente más baja) etc. Suponiendo que hubiéramos obtenido un circuito de comensación fiable, ¿será suficientemente rápido? Hay que pensar que el calor ocasionado por un pasaje musical fuerte puede ocasionar que el siguiente pasaje tranquilo resulte estropeado por la distorsión de cruce, debido a que la unión de los transistores de potencia se enfría más rápidamente que el disipador a partir del cual ha sido estimada la temperatura de unión (efecto de inercia térmica del radiador). En definitiva, lo mejor será no tratar de ajustar la corriente de reposo de los transistores de potencia para compensar el calor en las uniones de los transistores de potencia.

- Cuando la fuente de alimentación no esté estabilizada deberá tenerse cuidado

de que V_R no dependa de ninguna variación de la tensión continua de alimentación. En el circuito de la fig. 1 la tensión de polarización V_R (de la fig. 2) se obtiene por medio de los componentes T4, P1, R12, R13 y R14. Las variaciones en la tensión de alimentación provocan una caída de tensión en R14 que puede utilizarse para compensar la diferencia en la tensión base-emisor de T4, debida precisamente a esa misma variación en la tensión de alimentación. La tensión de polarización se mantiene de esta forma relativamente constante.

Etapas de salida

La fig. 4 presenta algunas combinaciones posibles de transistores para construir «T1» y «T2» de la fig. 2. Estos grupos de dos transistores (en los que sólo uno es de potencia) son la base de muchos diseños. La resistencia R es frecuentemente de 50 a 100 ohmios; R_e está entre 0,2 y 0,5 ohm. Los pares a, b, c (idénticos al a) y g se comportan como un transistor NPN; los d, e, f y h lo hacen como PNP. Las combinaciones a-d, b-e y g-h presentan auténtica «simetría complementaria».

La combinación a-e es la muy conocida etapa de salida «cuasicomplementaria». Añadiendo un diodo y una resistencia (como sugirió originalmente Baxandall) pasamos al circuito e-f; la asimetría de esta configuración puede ser muy pequeña, puesto que

4

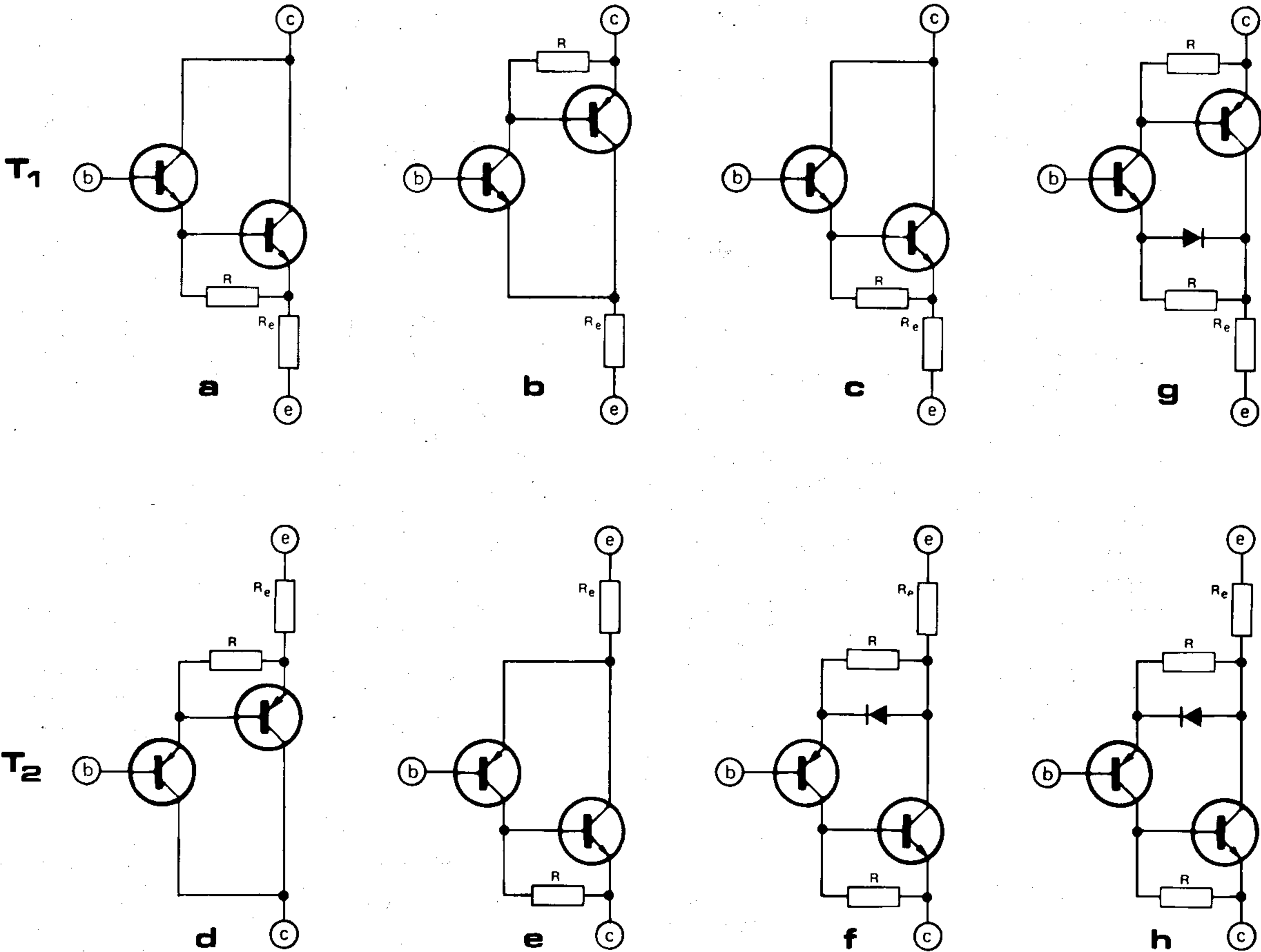


Figura 4. — Configuraciones más conocidas para constituir los transistores T1 y T2. Las parejas verticales («a» con «d», «b» con «e», etc.) pueden combinarse para formar una etapa de salida con simetría más o menos complementaria.

Figura 5. — Los «Quad-Triples» utilizados para T1 y T2 en el amplificador 303 de Quad.

Figura 6. — Los «Triples» modificados utilizados en el amplificador «Equin».

Figura 7. — Control de la etapa de salida. La penúltima etapa (T2 en la figura 1) actuará como fuente de corriente.

Figura 8. — Circuito equivalente a la fig. 7 cuando R₁ y R₂ son mucho mayores que R y las impedancias de C1 y C2 son despreciables.

el diodo «simula» la unión base-emisor que falta.

Los «darlington» a, c, g, d, f, y h (= f) tienen una característica I_c-V_{be} de «cola larga», es decir, que presenta una curvatura apreciable para valores de I_c algo elevados. De esta forma la estabilidad de la corriente de reposo es relativamente pobre pero la impedancia de entrada (base-emisor)varía gradualmente en las cercanías de la zona de cruce.

La cola en las características de los pares «b» y «e» es más corta. Estos pares tienen una buena estabilidad de corriente de reposo, pero su impedancia de entrada presenta discontinuidades en la región de cruce. Añadiendo «diodos Baxandall» tanto a «b» como a «e» obtendremos características similares a las de un darlington pero eliminando la «unión caliente» y mejorando la estabilidad de la corriente de reposo así como dando lugar a una curva de impedancia de entrada regular.

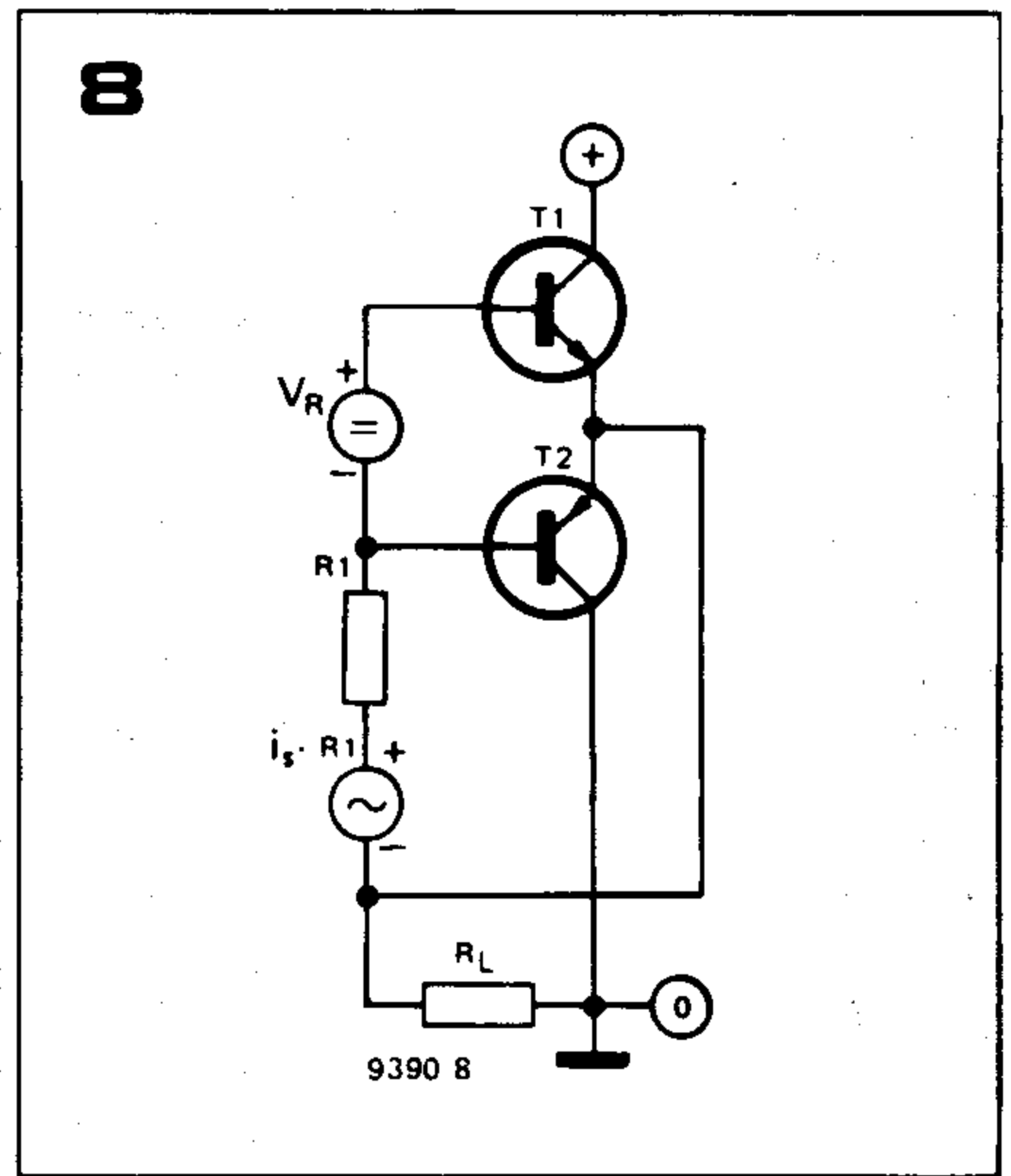
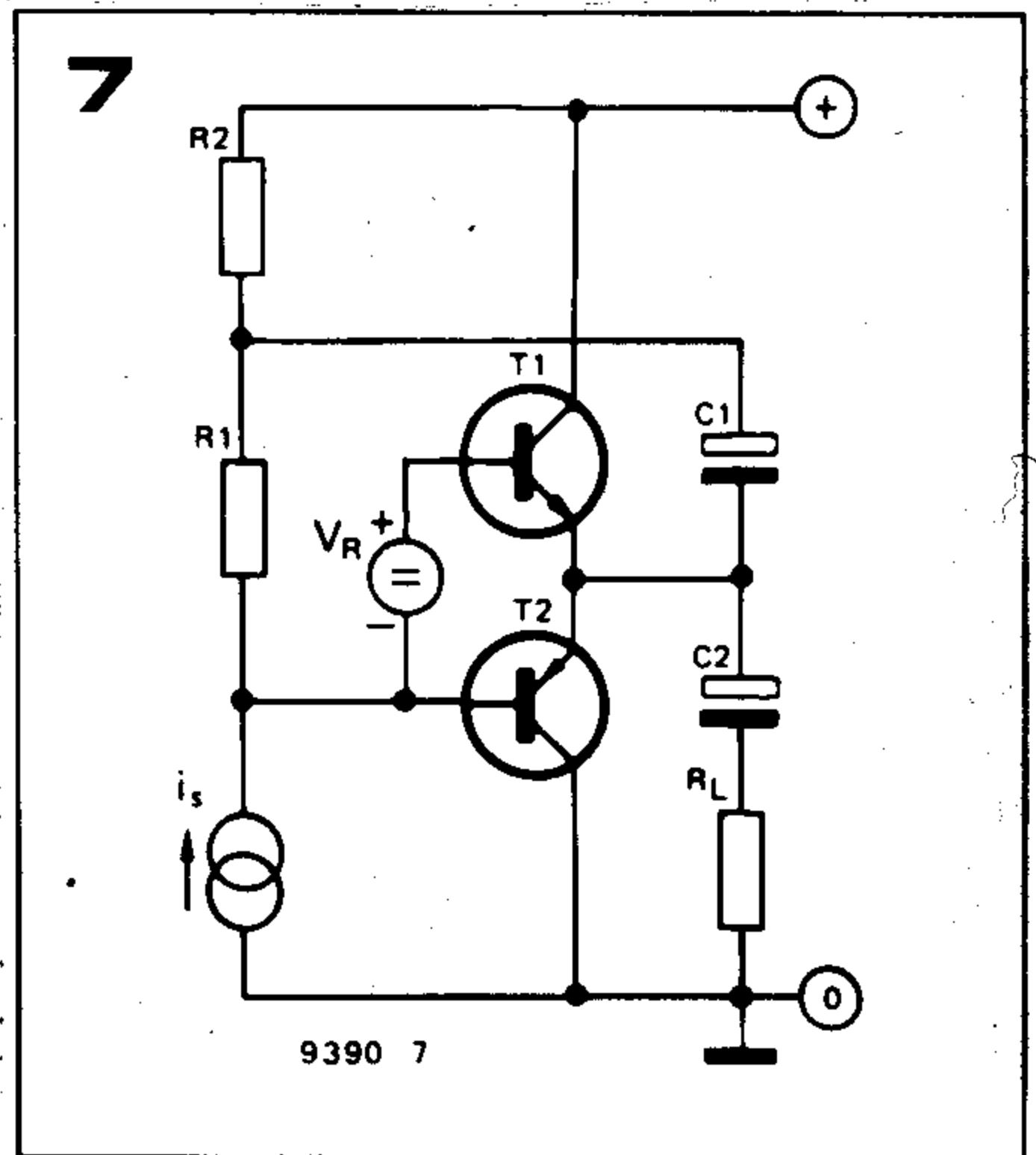
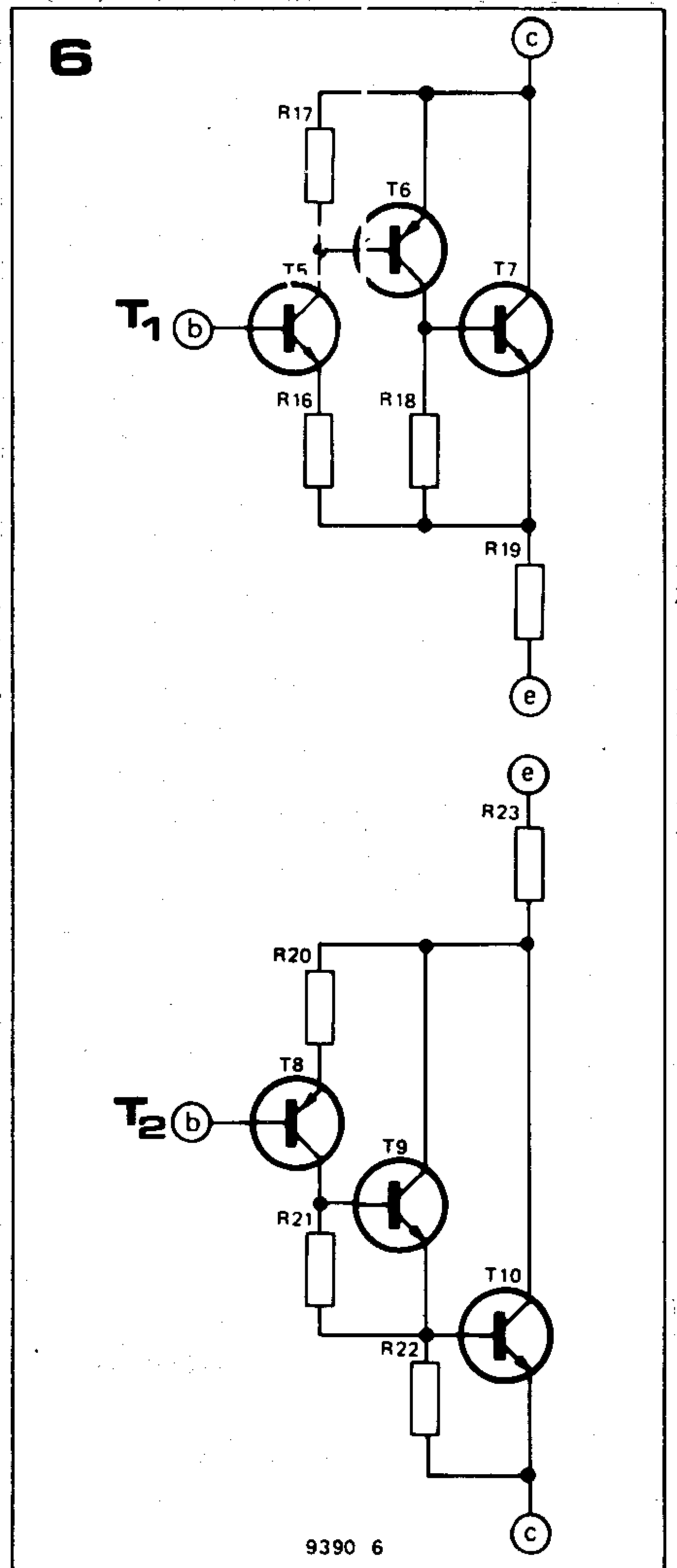
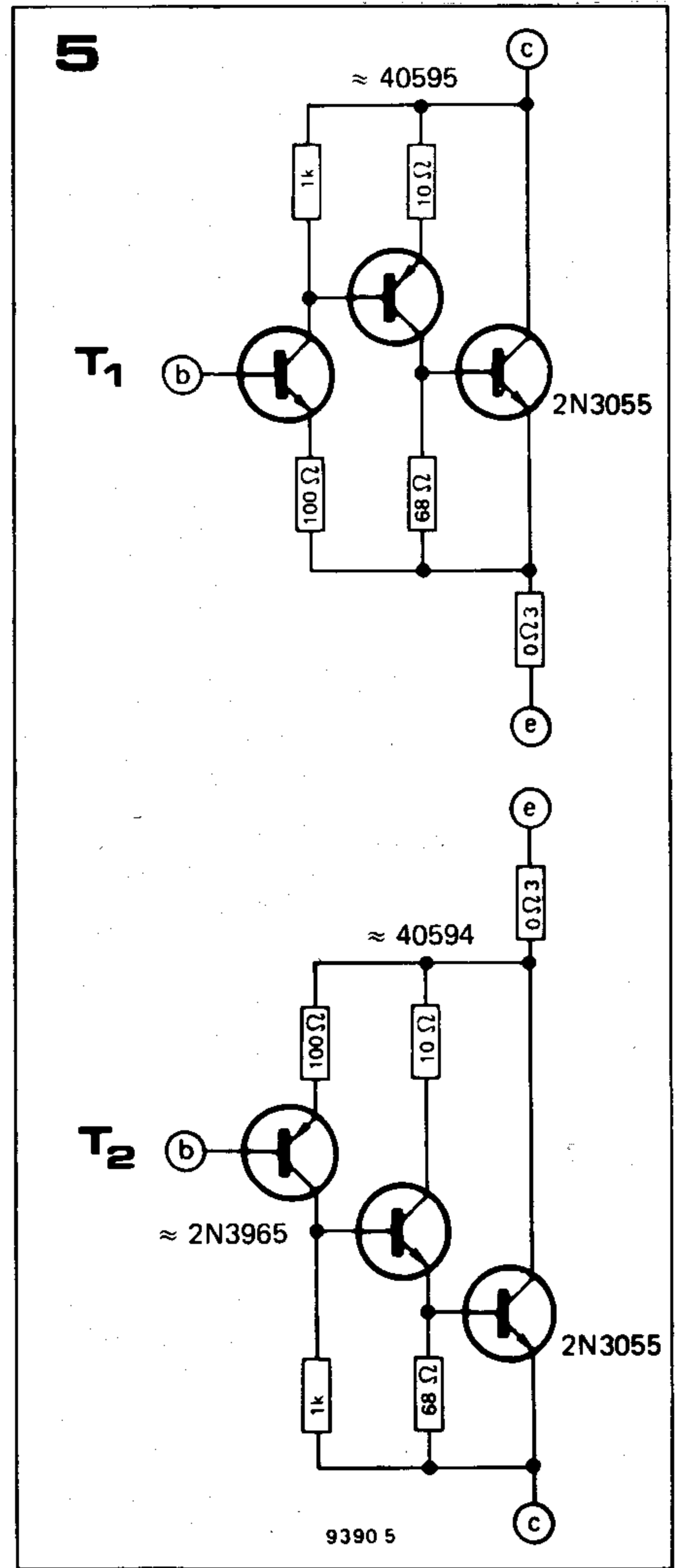
La objeción a los pares de la figura 4 es que todos ellos tienen baja ganancia de corriente. Para mejorar esto la solución obvia es «construir» T1 y T2 como triples. De las varias configuraciones posibles para realizar esto, las llamadas «Quad-triples» son las más conocidas (ver figura 5). La estabilidad de la corriente de reposo en los Quad-triples es extremadamente buena. Las características I_c-V_{be} tienen «cola» corta y una ganancia de corriente más alta. El mal comportamiento de la impedancia de entrada cerca de la región de cruce está suavizado por medio de resistencias de 100 ohm.

La simetría de la etapa de salida Quad no es tan completa como debería ser. La caída de tensión en la resistencia de 1 k Ω del triplete NPN no es igual (de hecho es cerca de la mitad) a la del triplete PNP. Esto significa diferentes corrientes en los primeros transistores y mal enlace de las características. Esta simetría ha sido prácticamente eliminada en el circuito Equin (ver fig. 6), en el que se ha cambiado de lugar una resistencia de modo que las caídas de tensión en R17 y R21 son ahora iguales y T5 y T8 están simétricamente polarizados.

El valor óptimo de la corriente de reposo para esta etapa de salida es bajo, lo que da unas grandes posibilidades para diseños de muy alta potencia (sonorización, etc.). En los mismos Quad se han utilizado puntos de vista algo diferentes a los iniciales para el diseño de amplificadores de gran potencia.

Control de la etapa de salida

Hemos supuesto hasta ahora en nuestra discusión que la etapa de salida estaba controlada por tensión (es decir, desde una fuente de impedancia interna nula). Sin embargo, es posible también atacar los pasos finales desde otros pasos con característica asimilable a la de una fuente de corriente ideal. Otra posibilidad es control por corriente. Atacando la etapa de salida por tensión, la intensidad de salida (corriente en los altavoces) está relacionada con la entrada mediante la pendiente (transconductancia) de



las características I_L-V_{BE} (fig. 3). con el control por corriente, la salida está relacionada con la entrada por medio de la ganancia de corriente de los transistores T1 y T2. Sin embargo, esta ganancia depende de la frecuencia en mayor grado que la transconductancia, principalmente porque esta última puede ser mejorada mediante realimentación local.

El control mediante corriente podría ser utilizado en principio, si existiera un medio de obtener una adecuada realimentación local. Sin embargo, parece difícil alcanzar la simplicidad de la realimentación de control por tensión, constituida por las resistencias de emisor de las figuras 4, 5 ó 6.

Otro aspecto importante es que el control por tensión de la etapa final no requiere (al menos en principio) el uso de pares de transistores de ganancia de corriente similar (aunque una gran diferencia no es, por supuesto, recomendable).

En la mayoría de los casos prácticos el control no es puramente de tensión ni de intensidad. Veamos, por ejemplo, al circuito de la figura 7. Si C1 y C2 son suficientemente grandes podrán considerarse unidos, a efectos de señal, los emisores de T1 y T2 con el extremo de R_1 y con la unión de R1 y R2. La caída de tensión en R1 es entonces la tensión de ataque a los transistores de salida. En el extremo inferior de R1 tendremos la tensión de control más la tensión de salida. El generador de intensidad dibujado viene a representar al último transistor previo al paso final, cuyo colector va directamente conectado al extremo inferior de R1. El transistor en sí actúa aquí como fuente de intensidad.

Según P. J. Baxandall, el circuito de la figura 7 es en todo equivalente al de la figura 8 con tal que R1 tenga un valor muy superior al de R2; el cálculo de la tensión de salida en función de la corriente nos lleva en cada caso al mismo resultado. La conclusión es que la etapa de salida está atacada por una fuente de impedancia R1 y opera en todo como un emisor común y no como un seguidor de emisor, como se podría haber creído.

La ganancia obtenida depende de la razón entre R1 y la impedancia de entrada de la etapa de salida. Esta impedancia, como ya se ha dicho anteriormente, puede presentar problemas de cruce y depende también de la frecuencia.

El mal comportamiento en la zona de cruce puede producirse durante el paso de la señal de corriente en la penúltima etapa a señal de tensión de control de la última etapa, o bien durante el paso de esta señal de tensión a intensidad de salida en la carga (I_L). Disminuyendo el valor de R1 se reducirá la influencia del primer mecanismo de producción de distorsión de cruce, pero reduciremos también fuertemente la ganancia en lazo abierto.

En el amplificador Equin se ha utilizado el principio del circuito de la figura 7. En efecto, este circuito reaparece en la figura 1 como T2 (penúltima etapa, fuente de corriente i_s), R9, R10, C7 y C10. La diferencia es que la unión del colector de T2 con R9 (R1 en la figura 7) está conectada indirectamente al circuito de base de T5 y T8 a través del seguidor de emisor T3. T3, con su carga en el emisor (R11) presenta una muy baja impedancia de salida al si-

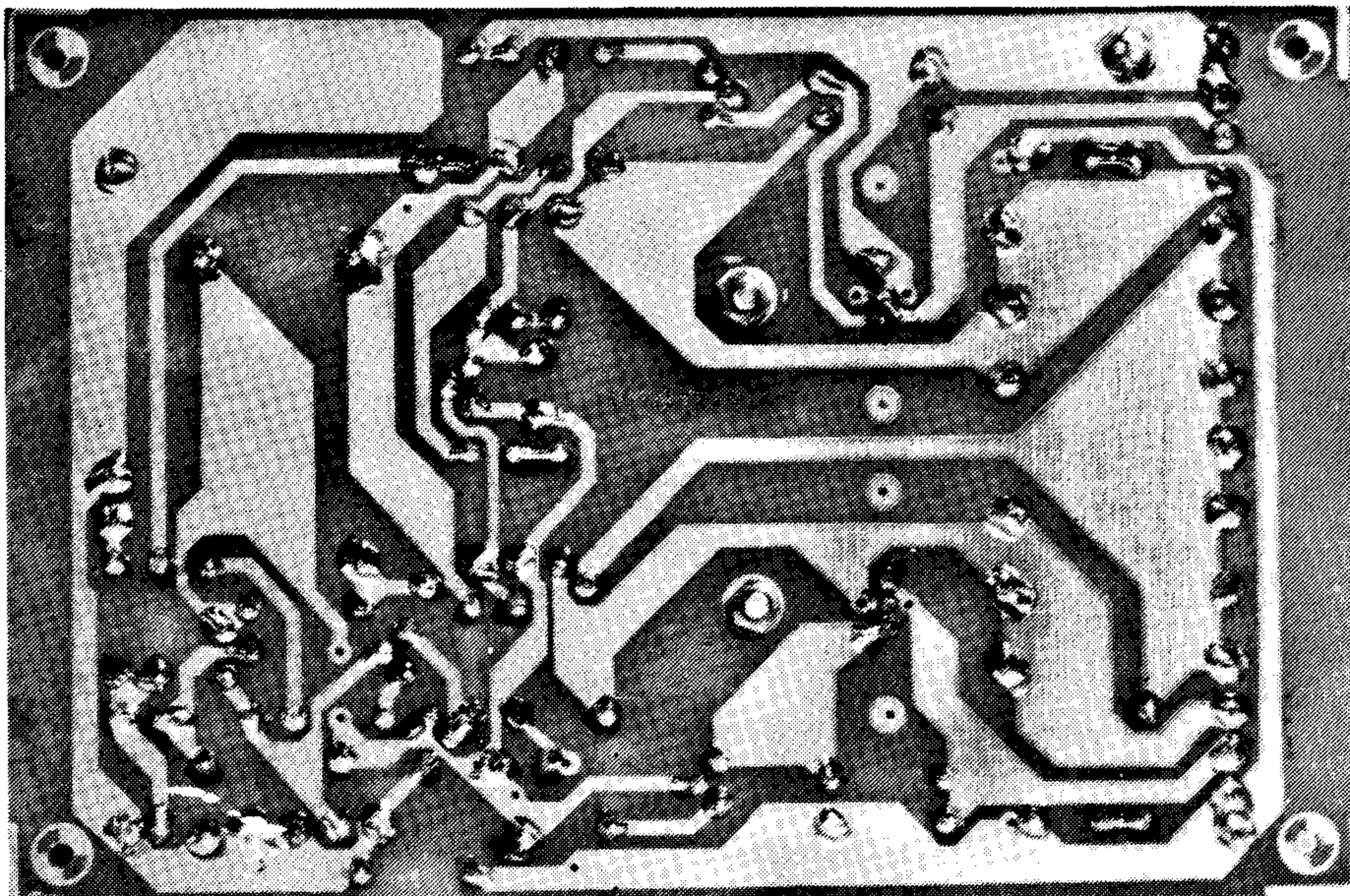
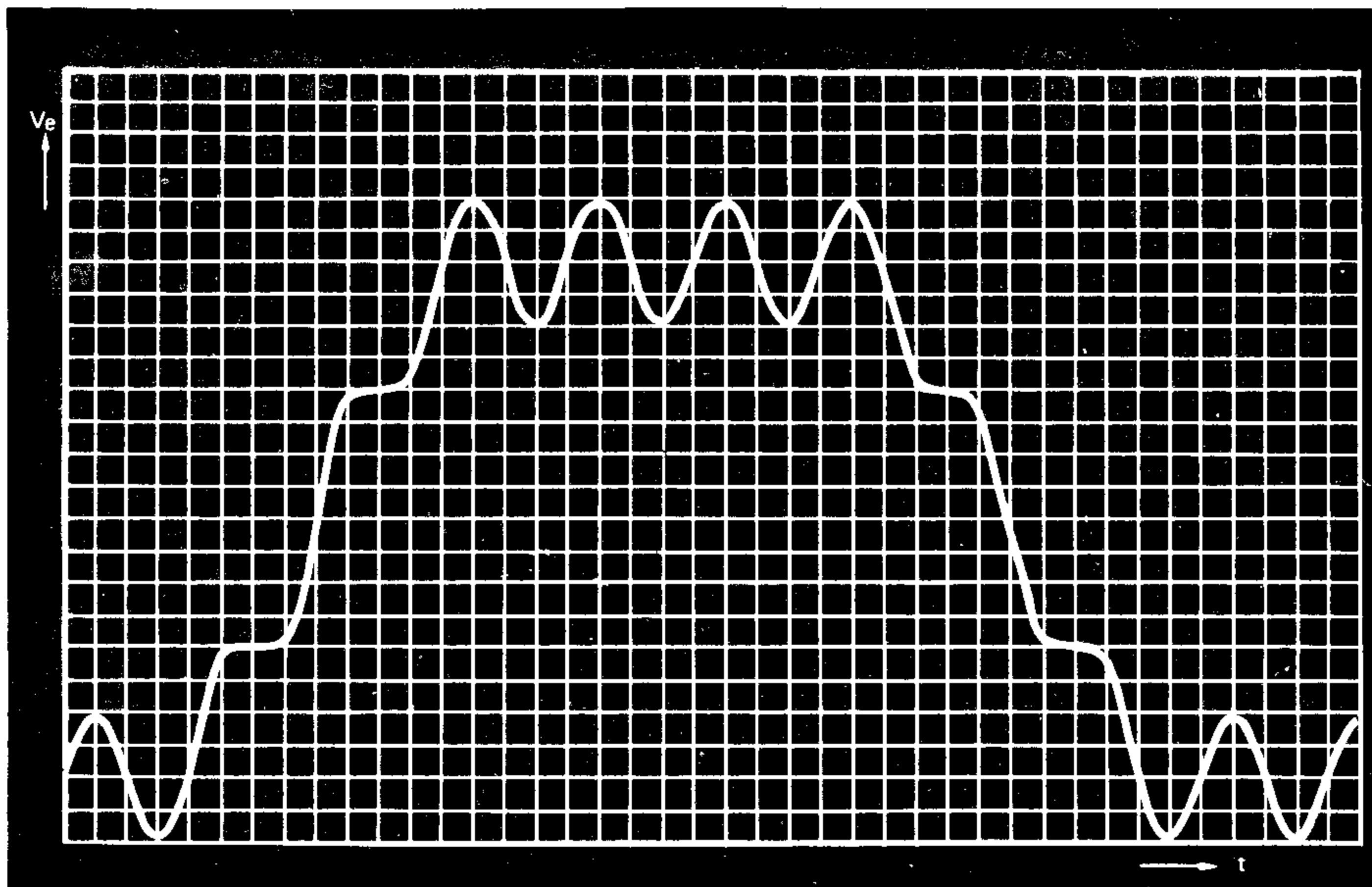
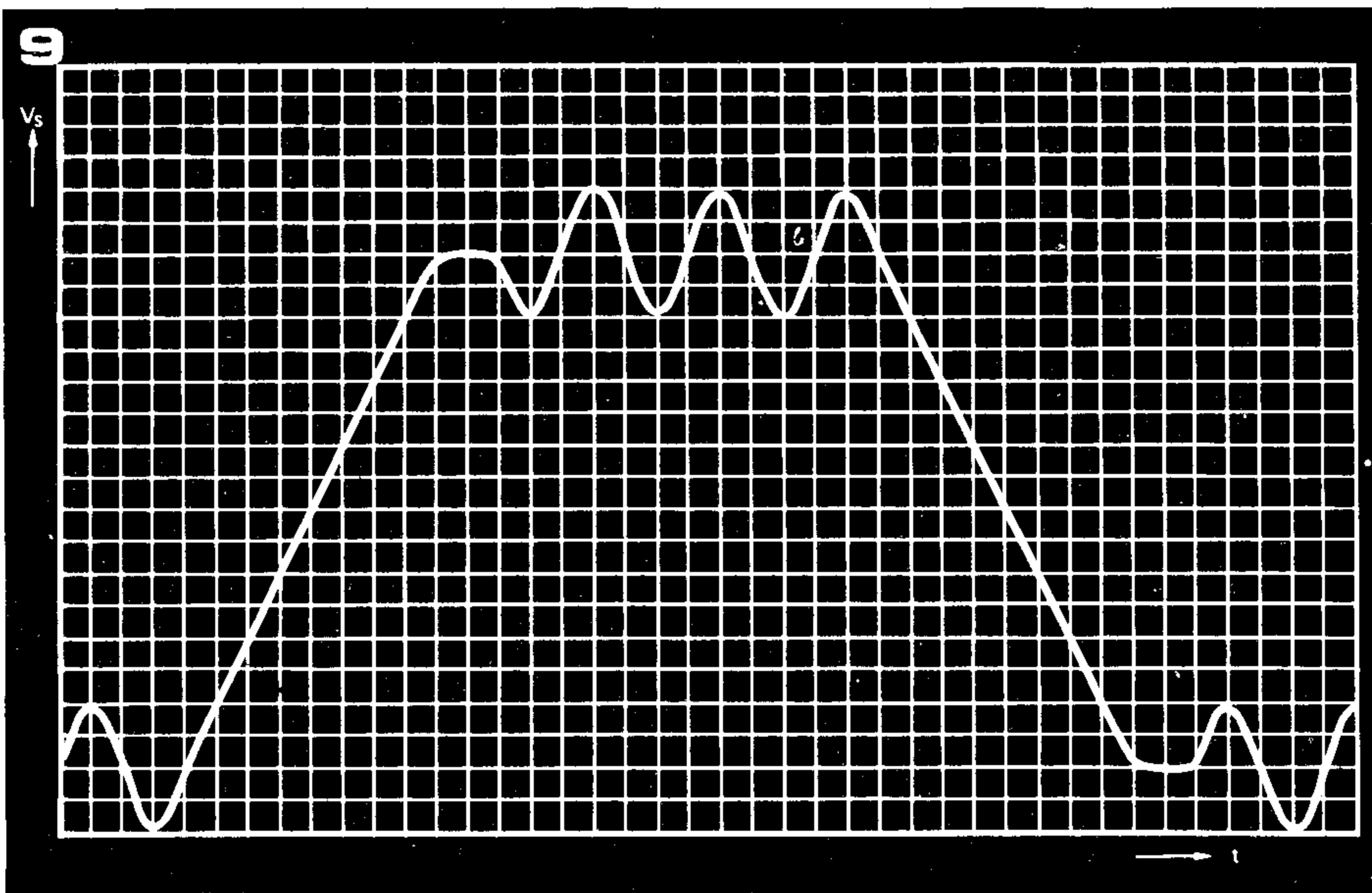


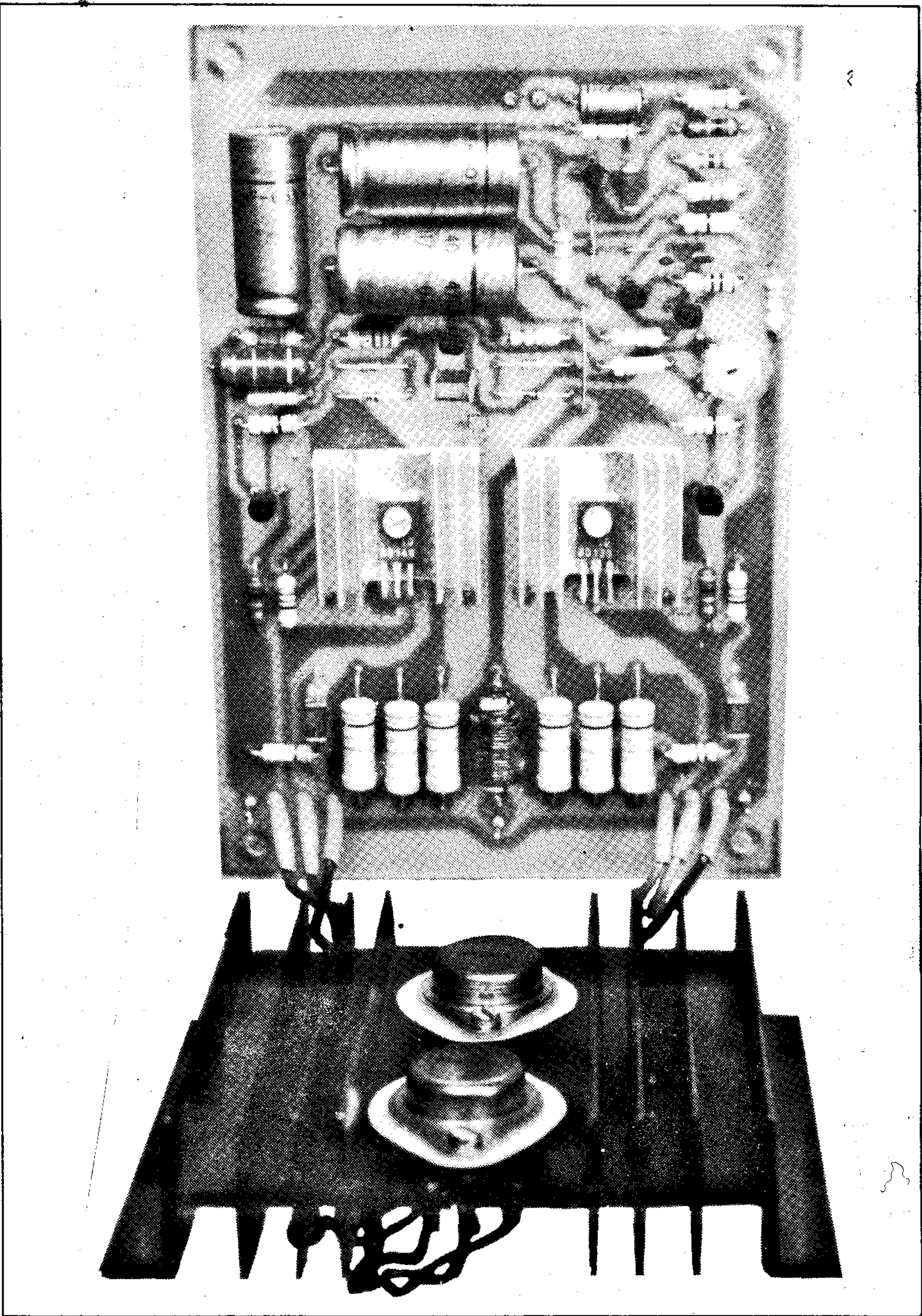
Figura 9.— Distorsión por intermodulación. La señal sinusoidal de bajo nivel es suprimida momentáneamente durante los transitorios en que la realimentación «falla» (es decir, mientras la realimentación no «acude» suficientemente rápida para atenuar —restar— la señal de entrada).

guiente paso (la etapa final) dándonos así unas condiciones próximas a las de control por tensión. Simultáneamente, T3 evita a la etapa de salida el efecto de la impedancia de R1 (mecanismo de producción de distorsión de cruce citado en primer lugar). El

ancho del ciclo abierto también se mejora de este modo. T3 proporciona también la corriente requerida por el condensador «Miller» (C6 en este caso) que debe ser introducido para mantener la estabilidad cuando se aplica la realimentación negativa. De otro modo el condensador podría «puentear» la corriente de T2 (que actúa como fuente de corriente) provocando un desplazamiento de fase precisamente donde menos puede ser tolerado, en medio del «área de peligro».

Distorsión de intermodulación transitoria (TIM)

Junto con la distorsión de cruce, ésta es la causante del sonido grave de la mayoría de los amplificadores de potencia transistorizados. La distorsión de intermodulación suena de forma parecida a la de cruce; sin embargo, se da con señales fuertes y de frecuencia alta, mientras la de cruce se hace más molesta con señales de bajo nivel. El origen es una señal de entrada que evoluciona demasiado rápidamente (alta frecuencia) para que el sistema de realimentación pueda seguirla. La tensión que realmente entra a la etapa de entrada es la diferencia entre la tensión que realmente aplicamos a la entrada y la señal de realimentación que proviene de la salida. Dada la alta ganancia del lazo abierto esta diferencia es realmente muy pequeña. Sin embargo, si la realimentación es demasiado lenta (debido, por ejemplo, a los retrasos de fase necesarios para la estabilización de una realimentación «fuerte») esa señal diferencia puede ser momentáneamente mucho mayor de lo normal, saturando la etapa de entrada. La saturación o corte resultantes pueden ocasionar variación de tensión continua que tomarán su tiempo para desaparecer. Los estallidos cien por cien procedentes de la distorsión (agujero en la música) son la TIM. Veamos un ejemplo numérico: supongamos un amplificador que tenga una ganancia de lazo abierto de 80 dB (10.000x) y se le aplican 40 dB (100x) de realimentación negativa. Una señal de entrada «lenta» de 100 mV quedará reducida a 1 mV tras la realimentación. Pero si la realimentación se retrasa debido a una entrada (con un tiempo de subida muy rápido) de los mismos 100 mV «rápida», tendremos obviamente un grave problema. Nuestro amplificador queda fuera de combate durante el tiempo que dure la sobrecarga y el consiguiente tiempo de recuperación. Cualquier otra señal presente durante ese intervalo no pasará de la entrada. En la figura 9 puede verse un ejemplo de esto. Es precisamente el tipo de señal allí representado el más característico de cualquier pasaje musical. La velocidad con que la realimentación puede reaccionar ante una rápida variación en la entrada depende del tiempo de subida típico del lazo abierto (es decir, del ancho de banda del lazo abierto). Este depende a su vez (suponiendo que el amplificador es incondicionalmente estable) del grado de realimentación y del producto ganancia-ancho de banda de la etapa de salida. Mayor realimentación y menor rapidez de conmutación en la etapa final darán lógica-



mente mayores problemas de intermodulación. La característica de intermodulación de un amplificador mejora cuando el tiempo de subida («risetime») del lazo abierto se reduce hasta aproximarse a los tiempos de subida más cortos que puedan esperarse en la señal de entrada. El amplificador Equin, con su control por tensión, opera con una anchura de banda de 10 kHz sin problemas de estabilidad (utilizando los lentos 2N3055!). Si el amplificador ha de entenderse con señales fuertes de hasta 20 kHz y es perturbado por ultrasonidos a la entrada deben tomarse una o dos precauciones adicionales: añadir una red RC a la entrada (R4/C4 son correctos dentro del margen de los ultrasonidos) y dar a T1 mayor «libertad de acción» reduciendo el valor de R7.

Observaciones

La etapa de salida ataca a los altavoces mediante el condensador electrolítico C10. El acoplamiento directo habría ocasionado

Tabla 1. Características.

Potencia continua con onda sinusoidal en ambos canales, con tensión de alimentación de 45 V sin carga.
2 x 20 W sobre 8 Ω
2 x 35 W sobre 4 Ω
Idem con alimentación de 60 V
2 x 35 W sobre 8 Ω
2 x 50 W sobre 4 Ω
Estas características «mínimas» son válidas para una caída de tensión normal en la alimentación bajo carga.
Distorsión armónica:
0,1 % (V cresta) a 1 kHz
Impedancia de entrada:
40 k Ω aprox.
sensibilidad de entrada
580 mV (RMS nominal) para 20 W sobre 8 Ω
550 mV (RMS nominal) para 35 W sobre 4 Ω
760 mV (RMS nominal) para 35 W sobre 8 Ω
730 mV (RMS nominal) para 50 W sobre 4 Ω

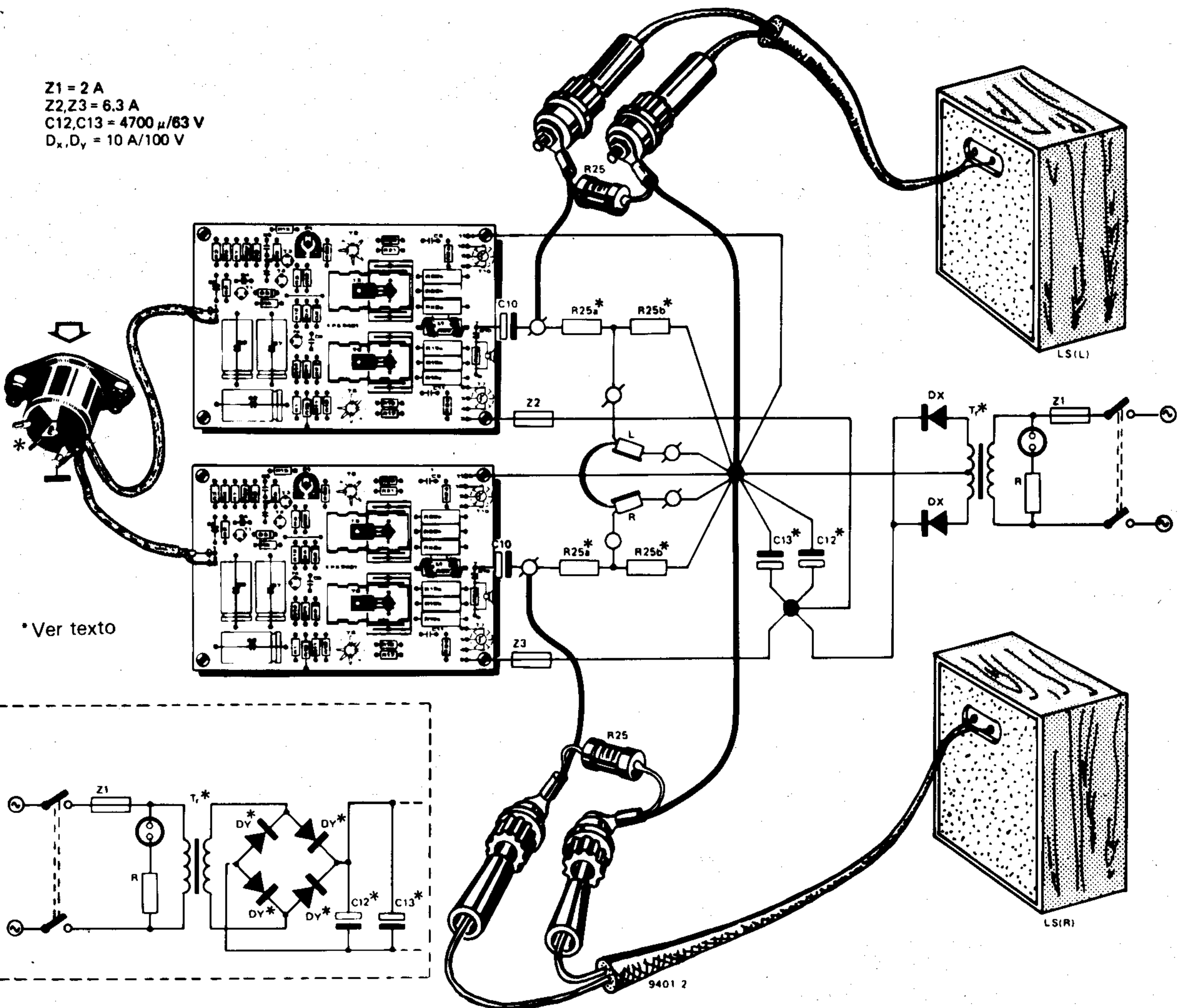


Figura 10.—La fuente de alimentación de Equin no necesita regulación. La figura muestra también el cableado de la fuente para un amplificador estéreo. El punto central «común» (C12,C13) debe ser conectado al chasis a través tan sólo de las placas de circuito impreso de los dos canales del amplificador.

Tabla 2. Características del transformador de red, versión estándar.

Tensión de alimentación DC	45 V (nominal)
Tensión del secundario AC (sin carga)	36 V ó 2 × 36 V*
Corriente media continua (tabla 1) (ambos canales)	2 × 20 W/8 Ω : 1,6 A 2 × 35 W/4 Ω : 3 A

* Con toma intermedia para rectificador de dos diodos.

Características del transformador de red, versión 60 V.

Tensión de alimentación DC	60 V (nominal)
Tensión del secundario AC (sin carga)	45 ó 2 × 45* (Máximo 48 ó 2 × 48)
Corriente media continua (tabla 1) (ambos canales)	2 × 35 W/8 Ω : 2,1 A 2 × 50 W/4 Ω : 3,6 A

* Con toma intermedia para rectificador de dos diodos. Transformador no estándar.

problemas con la tensión de «offset». Esta tensión resulta difícil de estabilizar correctamente pues la presencia de corriente continua en la carga puede estropear el balance de corrientes en la etapa, provocando una fuerte distorsión de cruce. Esto es particularmente importante en nuestro circuito, en el que manejamos una muy baja corriente de reposo. R25 sirve para asegurar que C10 esté cargado cuando no se hayan conectado aún los altavoces a la salida.

Los diodos D1 a D4 forman un sencillo pero eficaz limitador de corriente. Es preciso tener cuidado con su disposición si se cortocircuita la salida con el amplificador funcionando.

La alimentación positiva es desacoplada mediante R26/C11. La resistencia atenúa la resonancia entre C11 y la autoinducción del cableado para evitar que el amplificador empiece a obsequiarnos con recepciones en onda media.

La resistencia R15 separa la alimentación negativa de la borna de tierra para la señal de entrada: las corrientes fuertes escogerán el camino de menor resistencia. Las dos bornas de tierra pueden unirse entre sí en un amplificador estéreo.

Los condensadores C3 y C7 hacen diferir el valor de la realimentación en alterna del valor de continua. Se les ha dado un valor poco usual (por lo alto) para que la polarización de continua no quede afectada debido

a momentáneas asimetrías en las señales de entrada de baja frecuencia.

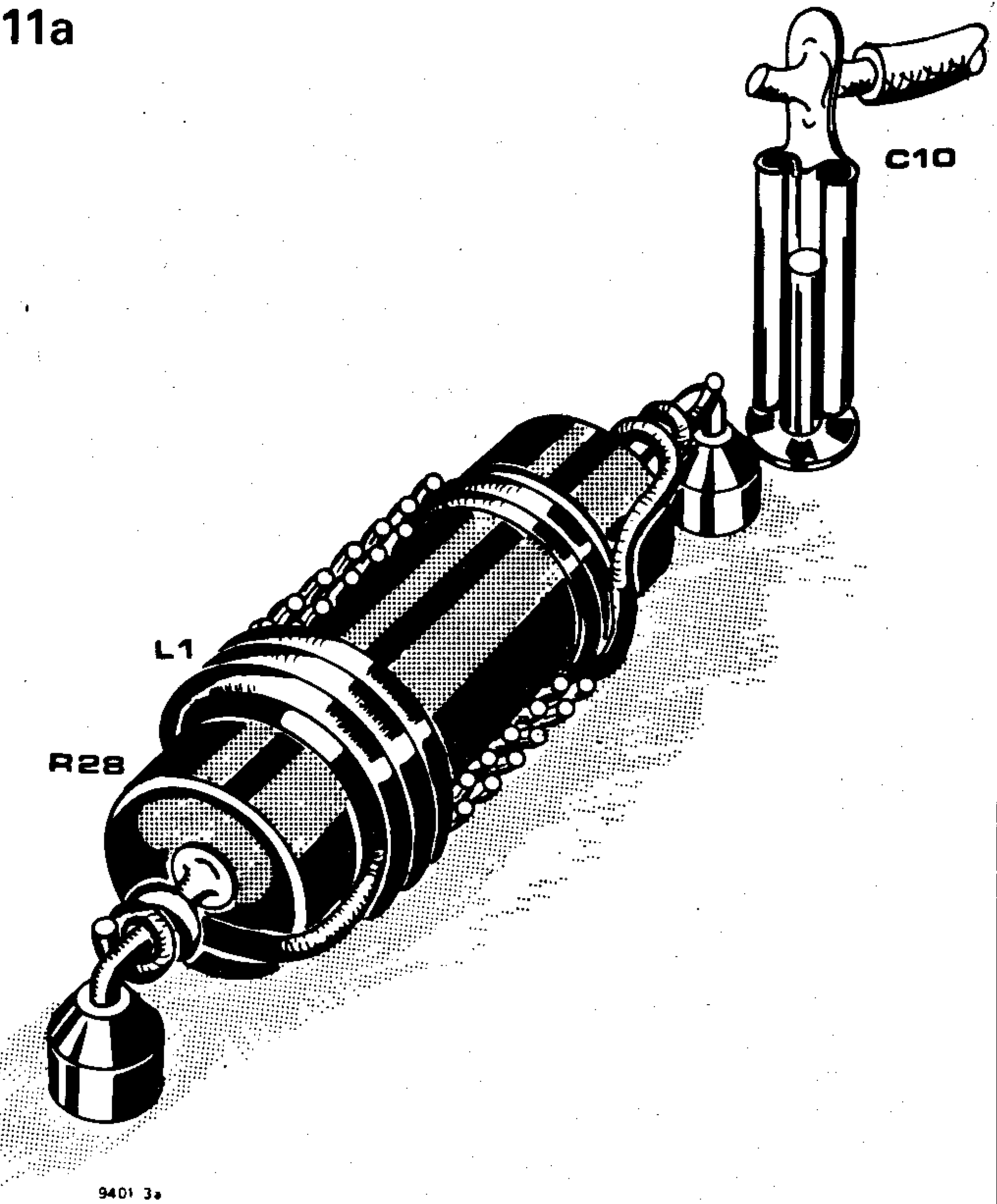
Realización práctica

Hablemos en primer lugar de la calidad de los componentes. Es evidente que aún un circuito diseñado con especial cuidado nos dará sólo un resultado discreto si es realizado con componentes de calidad discreta.

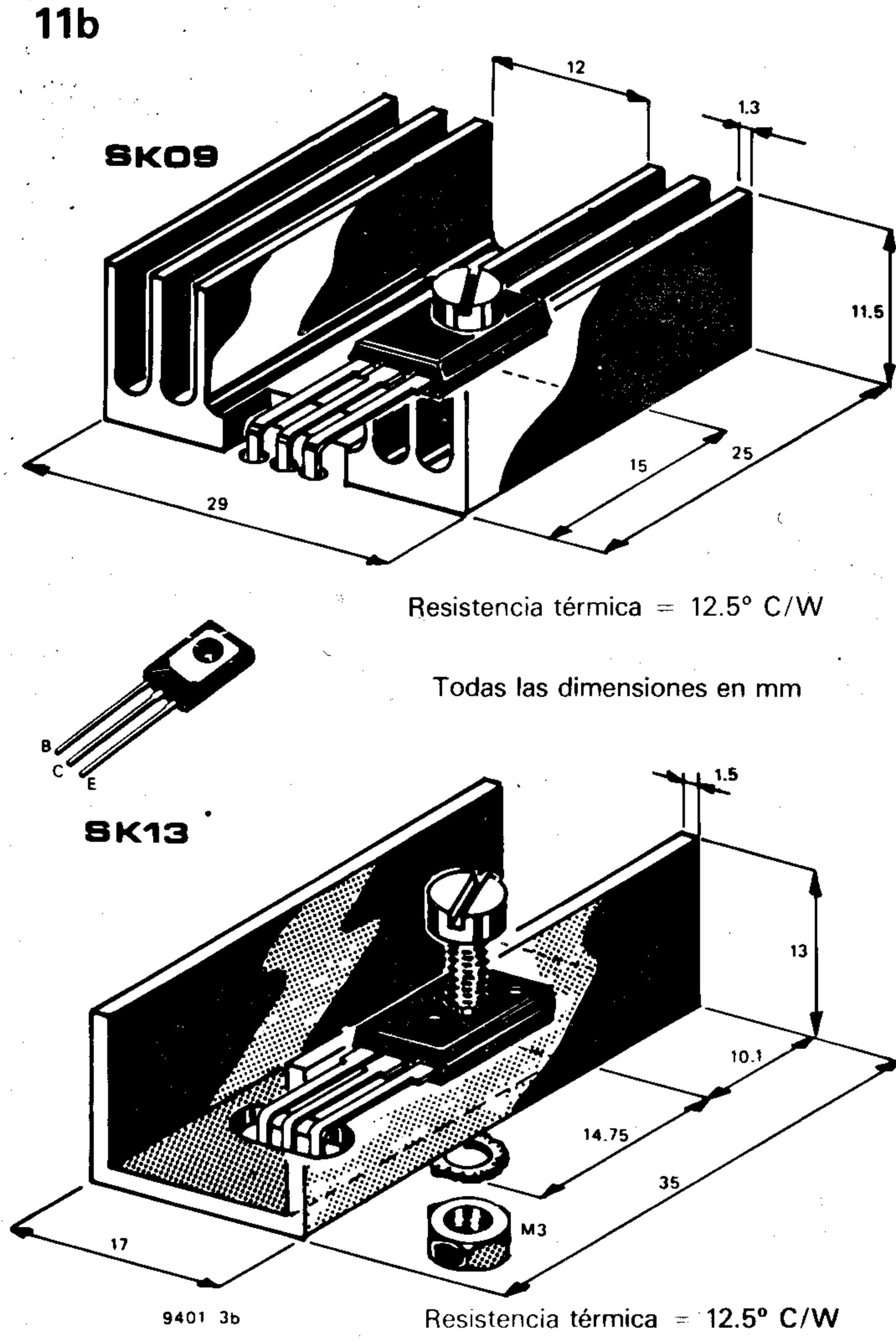
Por otra parte una mayor calidad en los componentes implica necesariamente un precio mayor. Esto significa también que un nivel innecesariamente alto en la calidad de los componentes nos producirá un incremento de coste también innecesario. El éxito de un circuito no depende necesariamente de la precisión en los valores de resistencias y condensadores o del emparejamiento cuidadoso de los grupos de transistores. Con algunas excepciones, todos los componentes de nuestro circuito pueden y deben ser de calidad media.

Conviene, sin embargo, hacer algunas advertencias: la primera trata sobre el condensador electrolítico C10. Debe ser un componente fiable y del valor adecuado. Su tensión de trabajo debe ser como mínimo la máxima tensión de alimentación. Debería también soportar una fluctuación de corriente al menos igual a la máxima corriente de salida; si esto significa tener

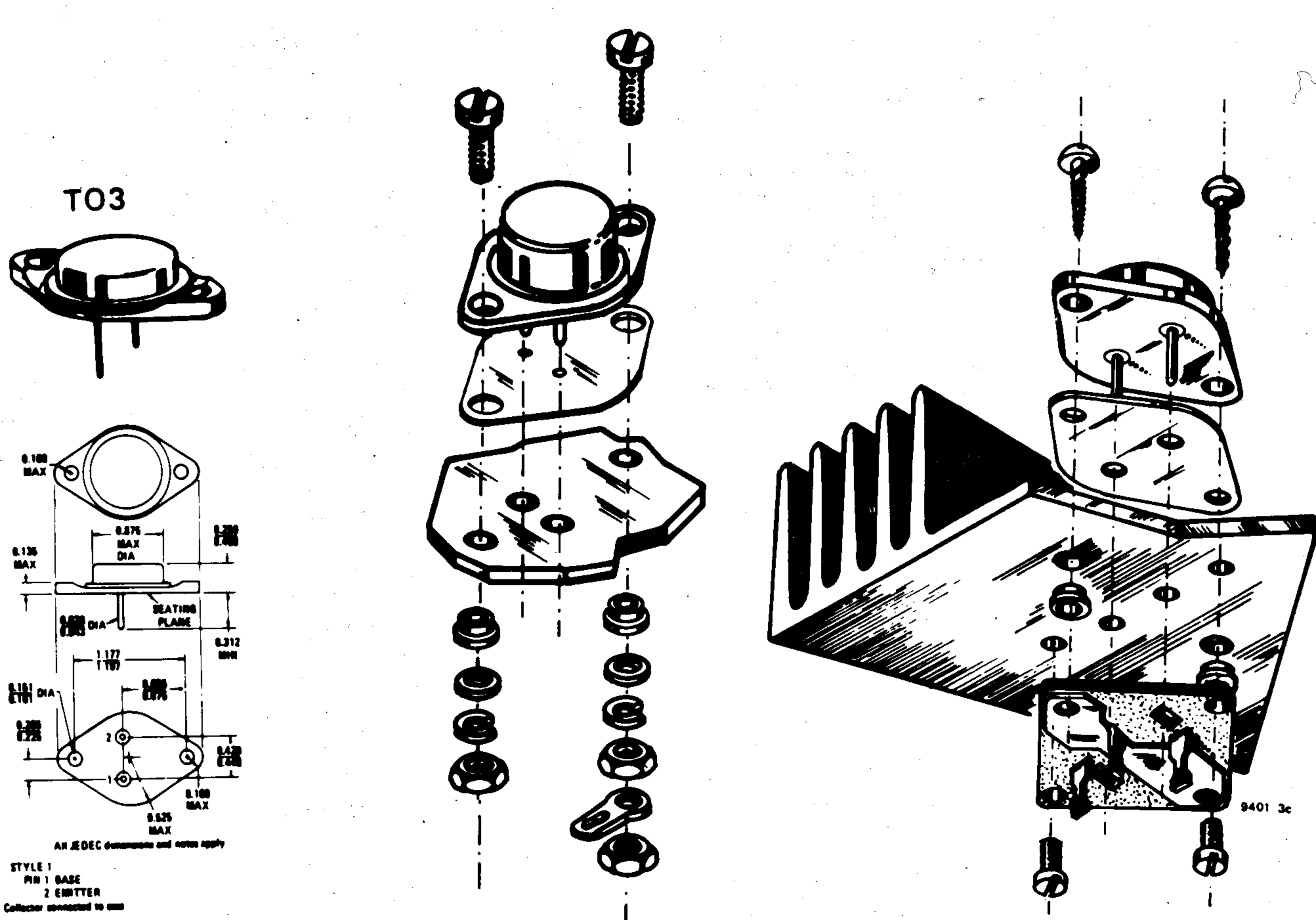
11a



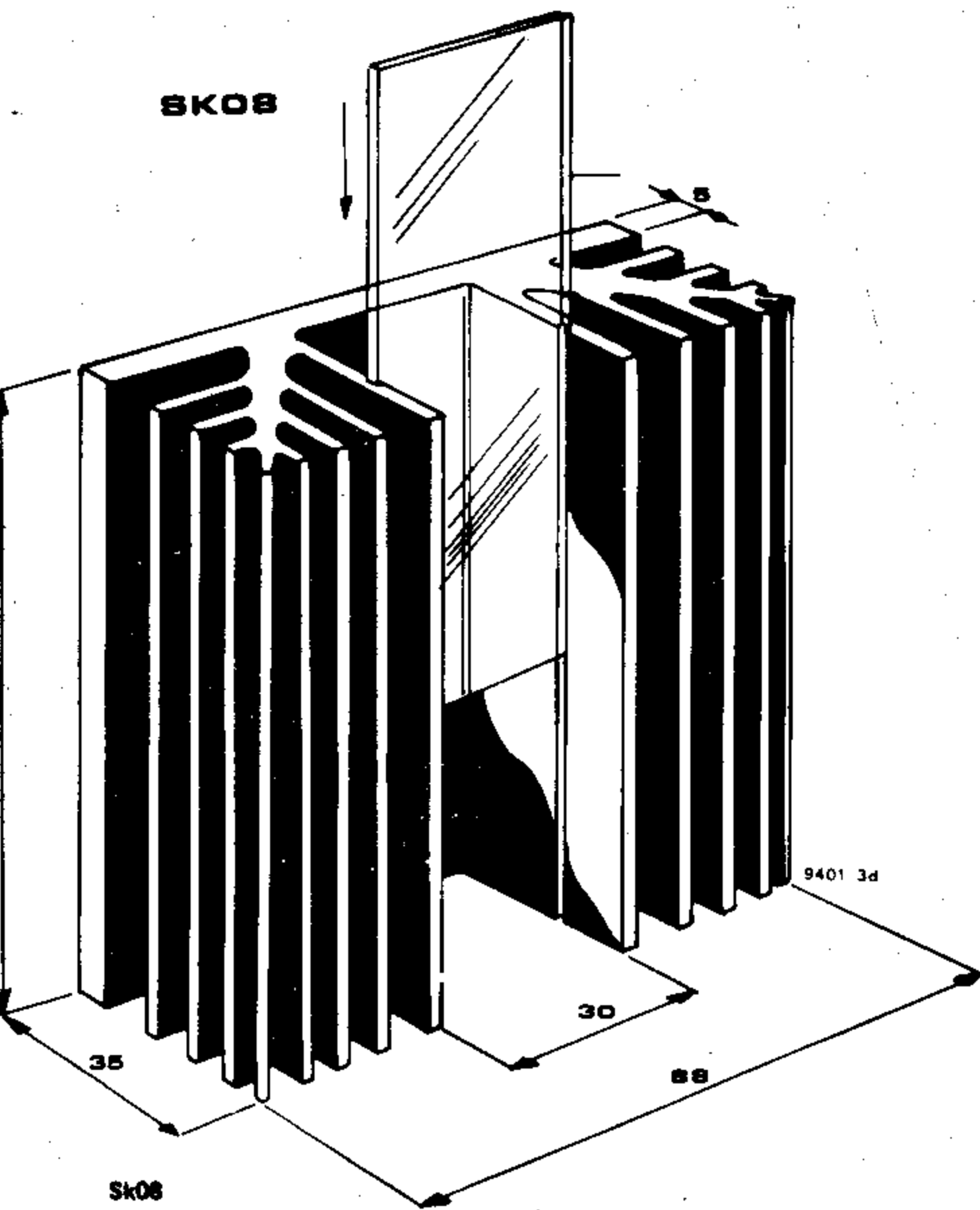
11b



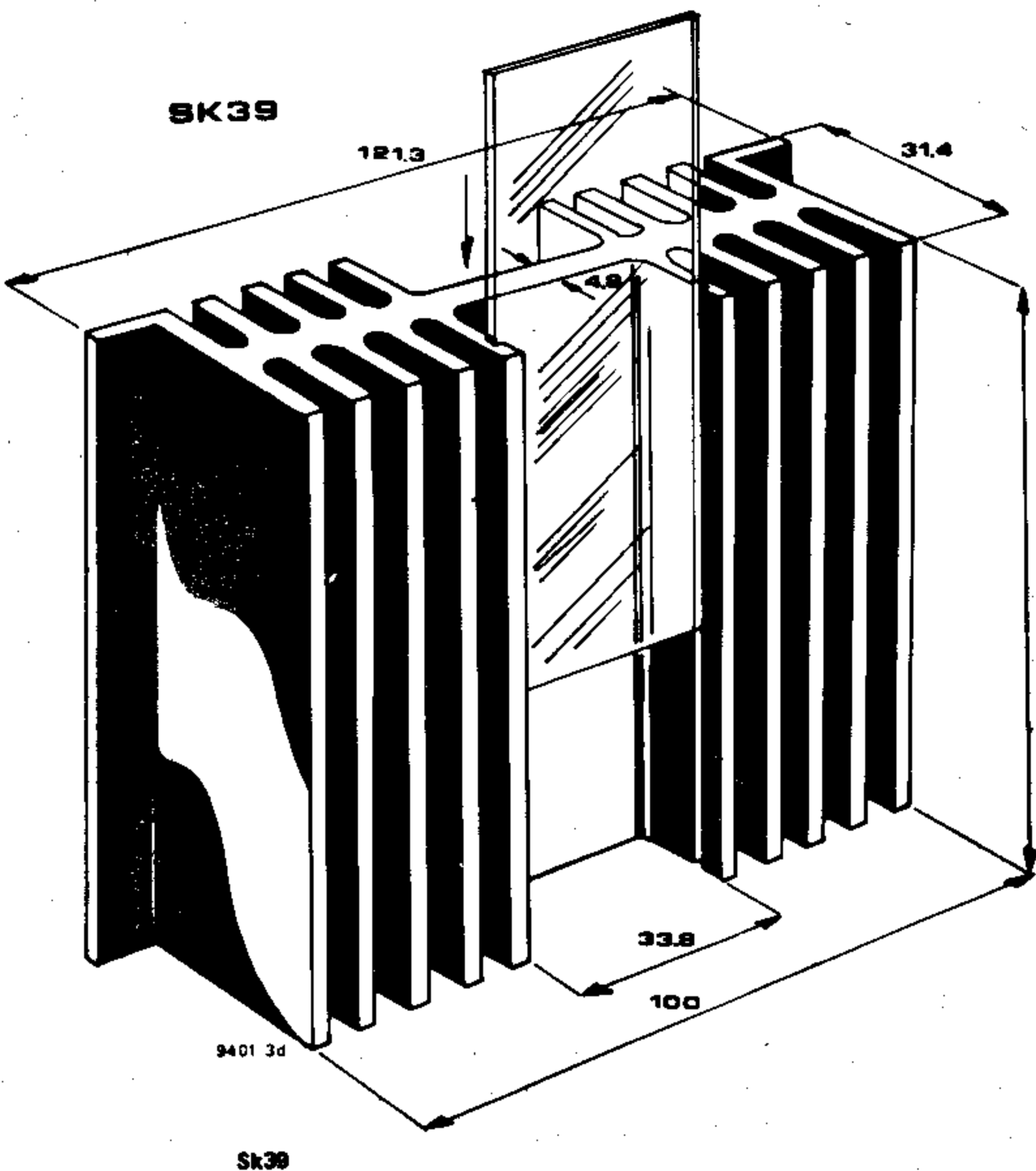
11c



11d

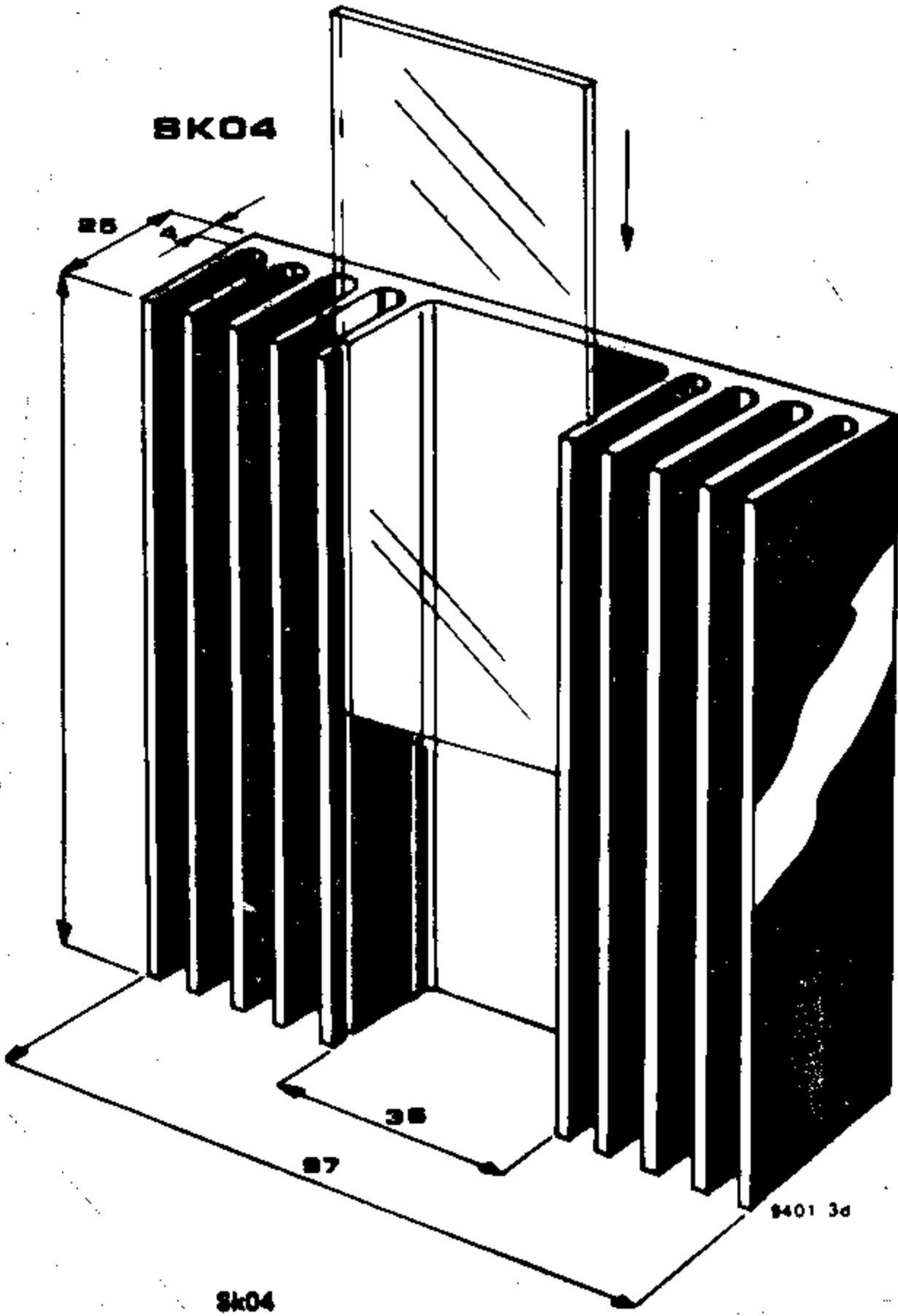


L = 100 mm, resistencia térmica = 1.55° C/W
L = 50 mm, resistencia térmica = 2.25° C/W



L = 100 mm, resistencia térmica = 1.5 ° C/W
L = 50 mm, resistencia térmica = 2.25° C/W

Figura 11.—Detalles constructivos de Equin.
11a: Montaje de L1/R28 (deseable cuando se usan altavoces electrostáticos).
11b: Disposición de los disipadores de T6 y T9.
11c: Montaje y conexión de los transistores de potencia T7 y T10 (vista inferior) con y sin zócalo T03.
11d: Disipadores típicos de aluminio extrusionado. La resistencia térmica especificada es válida para disipadores de color negro anodizado y de la longitud especificada.



L = 100 mm, resistencia térmica = 1.6° C/W
L = 50 mm, resistencia térmica = 2.3° C/W

que poner un componente voluminoso, use un componente voluminoso. De otro modo puede costarle más posteriormente. Un valor de 2.000 a 2.500µF es suficientemente grande incluso para el caso de una carga de 4Ω (olvide ahora todas esas tonterías acerca de altos factores de amortiguamiento a frecuencias muy bajas). La segunda advertencia es acerca de los transistores «en plan ganga» del tipo 2N3055 de origen desconocido (T7 y T10). Algunos de estos «caballos de tiro de la electrónica» tienen una corriente de fugas extremadamente alta, que a menudo aumenta con el tiempo de funcionamiento. Ciertos transistores sin referencia de origen

han aparecido con el nombre de 2N3055 tratándose en realidad de modelos diferentes con un cristal de silicio mucho más pequeño de lo normal. Continuando con los transistores de salida será recomendable escogerlos con ganancia de corriente razonablemente alta, ya que esto reducirá la disipación en los transistores T6 y T9. La frecuencia de corte de los transistores de salida es muy importante, puesto que juega un papel decisivo en el comportamiento en conmutación de la etapa de salida para altos niveles de señal y en altas frecuencias. Suponiendo una señal de entrada simétrica, los transistores de salida «perfectos» con-

ducirán por turno, cada uno el 50 por 100 del tiempo. Los transistores reales tienen, sin embargo, unos tiempos finitos de encendido y apagado por lo que habrá un intervalo entre la inversión de polaridad de la señal de entrada y el momento en el que el transistor que conducía deje de hacerlo. Este efecto reduce la eficiencia de la etapa de salida en altas frecuencias, lo que significa que la disipación se incrementará. Cuanto más alta sea la frecuencia de corte (o f_T , también llamado producto de ganancia por anchura de banda) de T7 y T10 mejor (más rápida) será la conmutación. De entre los posibles tipos para T7 y T10 es el 2N3055 el que con mucho tiene la f_T más

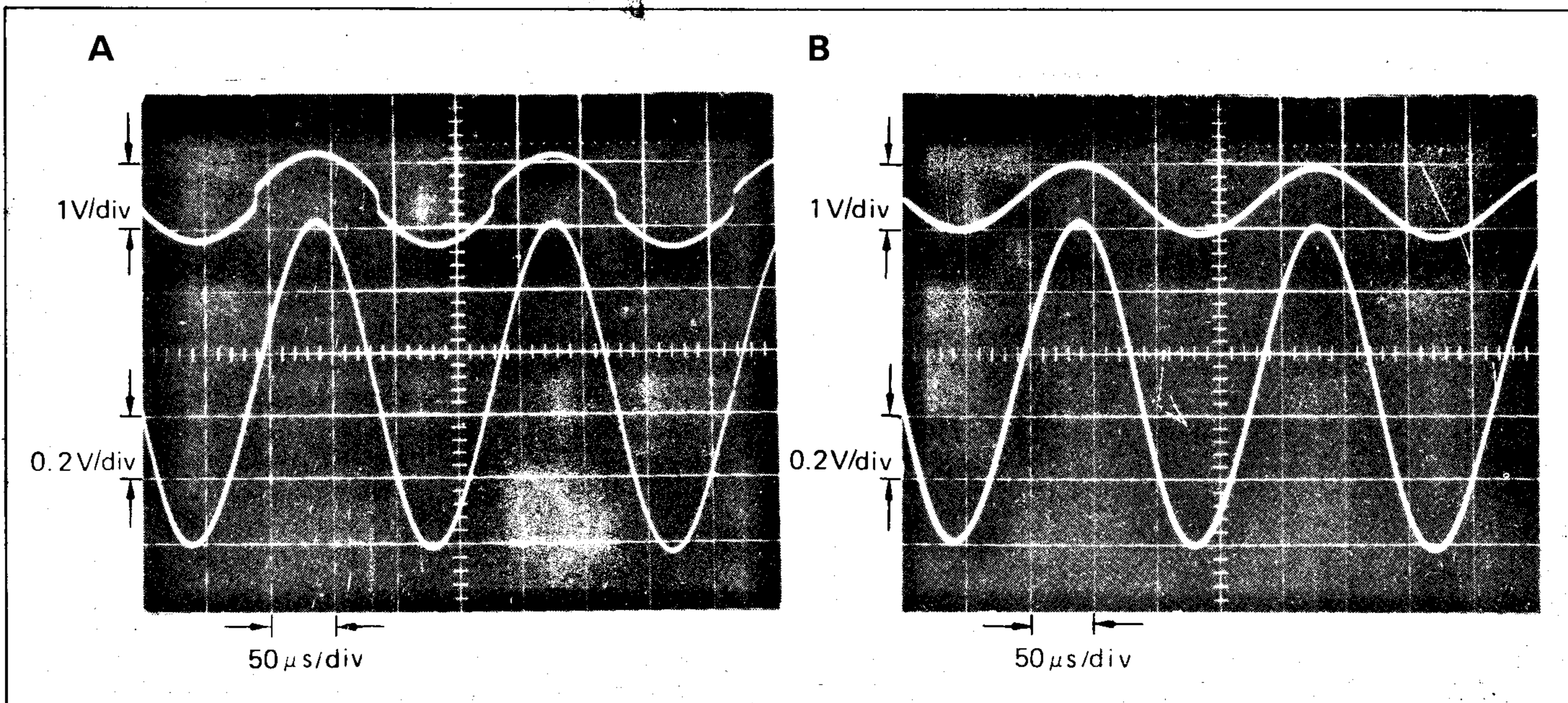


Foto A.—Corriente de reposo demasiado baja. Trazo superior: señal en la base de T5 (figura 1). Trazo inferior: señal de salida. La realimentación no puede eliminar completamente la distorsión de cruce. (Señal de prueba de 5 kHz sinusoidal.)

Foto B. Corriente de reposo correcta.

11e: Un posible acabado del amplificador. Nótese que se usan cables con «clips» para el cableado y que los pequeños aisladores para los diodos rectificadores deben ser aislados, ya que los tornillos (espárragos) de fijación de estos diodos están conectados al cátodo.

mentación de 45V en una que funciona a 60V.

La tabla 1 especifica la potencia (onda sinusoidal) de salida que tiene el amplificador para dos impedancias de carga (4 y 8 Ω) y bajo dos tensiones de alimentación (45 y 60V). Estos datos son los valores para «el peor de los casos»; la potencia efectiva dependerá de la calidad de los componentes de la alimentación.

La tabla 2 nos da las características del transformador que se requiere. Las corrientes de carga están dadas para una salida sinusoidal con ambos canales, funcionando a plena potencia. Puesto que las señales musicales tienen invariablemente una potencia media menor que la de una onda sinusoidal del mismo valor de pico (cresta), la corriente consumida será menor que los valores dados. Si el transformador de potencia tiene arrollamientos de baja resistencia, la caída de tensión correspondiente a la máxima carga no será demasiado importante, con lo que la salida de potencia y la corriente consumida serán entonces mayores que los valores dados en las tablas 1 y 2.

Cuando la versión de 60V gobierna una carga de 4 ohm., los diodos limitadores de corriente D1 a D4 reducirán ligeramente la salida de potencia máxima. No debe olvidarse que si pretende suprimir los diodos por esta razón la única protección ante un cortocircuito serán los dos fusibles Z2 y Z3. El nivel de rizado de la alimentación en car-

ga depende de los componentes utilizados. Si se tiene un osciloscopio se puede ajustar R1 para un recorte simétrico de la onda de salida.

La placa de circuito impreso

Tanto el circuito como la distribución de componentes sobre la placa están realizados expresamente para permitir el uso de distintos tipos de transistores.

Los transistores T5 y T9 pueden ser del tipo T05 (a los que debe añadirse un pequeño radiador de aletas para facilitar su enfriamiento) o T05 de aleta de refrigeración incorporada (40410 y 40409 respectivamente).

La serie BD137... 140 también puede utilizarse con la parte de cobre en contacto con un disipador en forma de U (ver figura 11b). Todos los demás transistores son del tipo T05 o encapsulados en plástico, con la pata de la base en el centro.

Es una buena precaución (durante el montaje del amplificador) girar P1 totalmente en el sentido contrario al de las agujas del reloj. Olvidar hacer esto antes de conectarlo por primera vez a la corriente podría tener desagradables consecuencias (ver también la sección «ajuste de la corriente de reposo»).

Si los transistores T6 y T9 son del tipo T05 metálico debe tenerse cuidado en utilizar los agujeros correctos de la placa del circuito impreso. Nótese que las placas de Elektor tienen dibujadas las pistas también sobre la cara de los componentes, lo que nos sirve de ayuda en estos casos. Por último, no debe olvidarse el componente más barato de la placa... el puente en serie con R6.

Disipación del calor

Los transistores de salida T7 y T10 pueden montarse sobre un disipador común si se utilizan aislantes de mica T03. Cuanto más eficiente sea este disipador, mayor será la potencia disponible de forma continua sin que las cosas empiecen a calentarse demasiado. La resistencia térmica, en cada canal, no debe ser en ningún caso mayor de 2.° C/W.

baja. También es el que tiene el precio menor. Sería pues teóricamente mejor utilizar transistores más rápidos con un producto ganancia por ancho de banda entre 50 y 100 MHz. El problema es que esos transistores no solamente son caros, sino que su construcción es necesariamente delicada (por lo que una sobrecarga momentánea puede fácilmente destruirlos). El Equin no posee un circuito limitador, caro y complicado, para prevenir este caso. Por otra parte, los transistores del tipo 2N3055 son mucho más duros y de difícil destrucción.

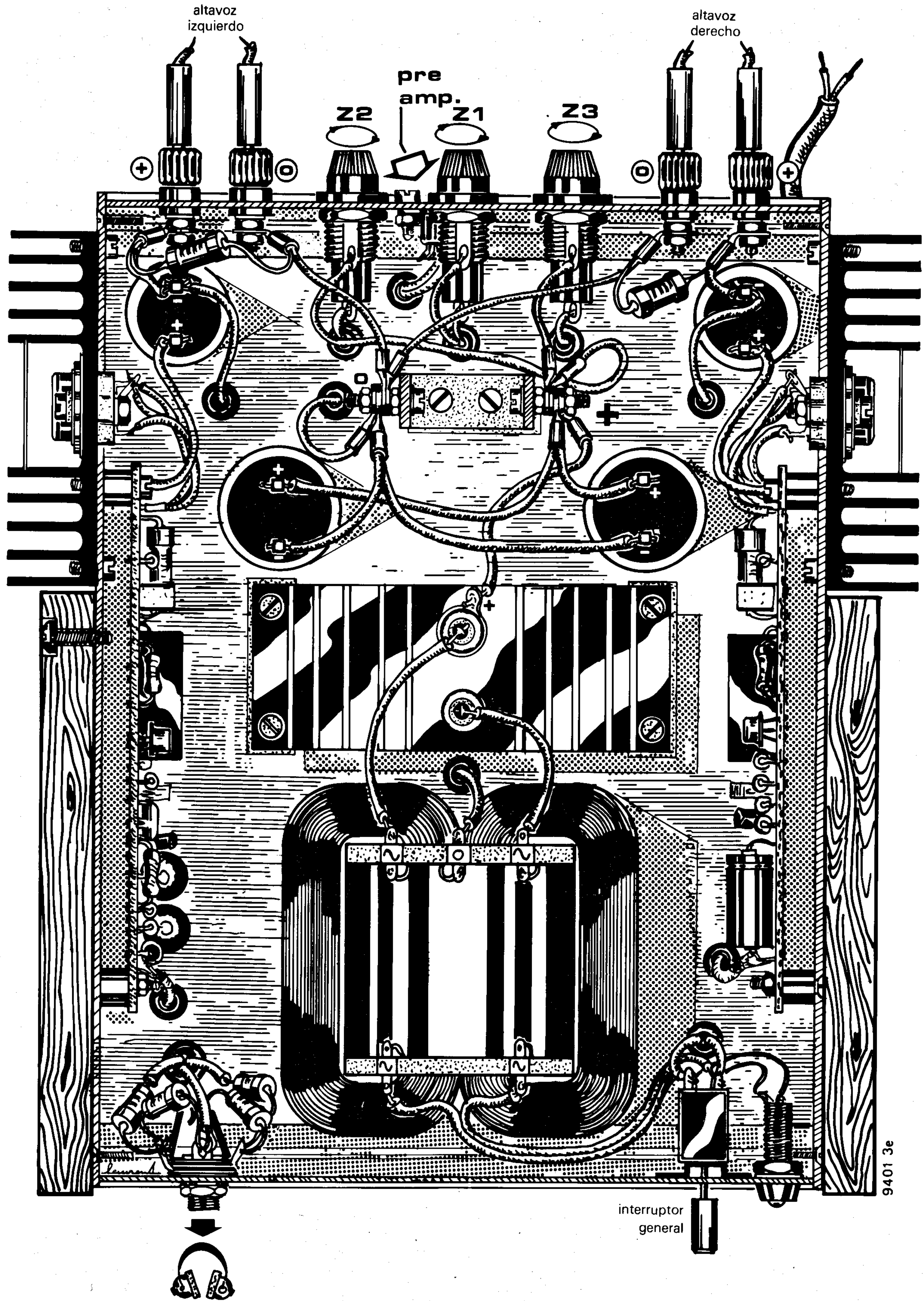
Las resistencias de emisor R19 y R23 deberán realizarse con tres resistencias de 1 vatio de película de carbón montadas en paralelo. (En caso de dificultad para encontrarlas, cada resistencia de 1 Ω /1W puede a su vez ser sustituida por combinaciones en paralelo de 1,8 Ω /1½W y 2,2 Ω /½ W.) Frente al empleo de resistencias bobinadas, esta solución es: a) más barata; b) no inductiva, y no existe autoinducción en la etapa de salida que empeoraría el funcionamiento en conmutación. Téngase en cuenta que las resistencias de carbón de bajo valor de algunos fabricantes son de hecho de película metálica, por lo que se romperán como fusibles en caso de cortocircuito. Se puede decir lo mismo de R15 si el colector de T7 ó T10 se ponen en corto con el disipador.

La lista de modelos equivalentes dada para los transistores T1 y T10 no es necesariamente exhaustiva. Cuando alguno de los modelos dados tengan un sufijo (a, b ó c) esto significa una selección en virtud de su ganancia de corriente; no utilice la versión normal (a). Esta es a menudo la más barata porque es la de ganancia ultra baja. Con la excepción de T1 y T4, todos los transistores deben soportar una V_{ceo} al menos igual a la tensión de alimentación.

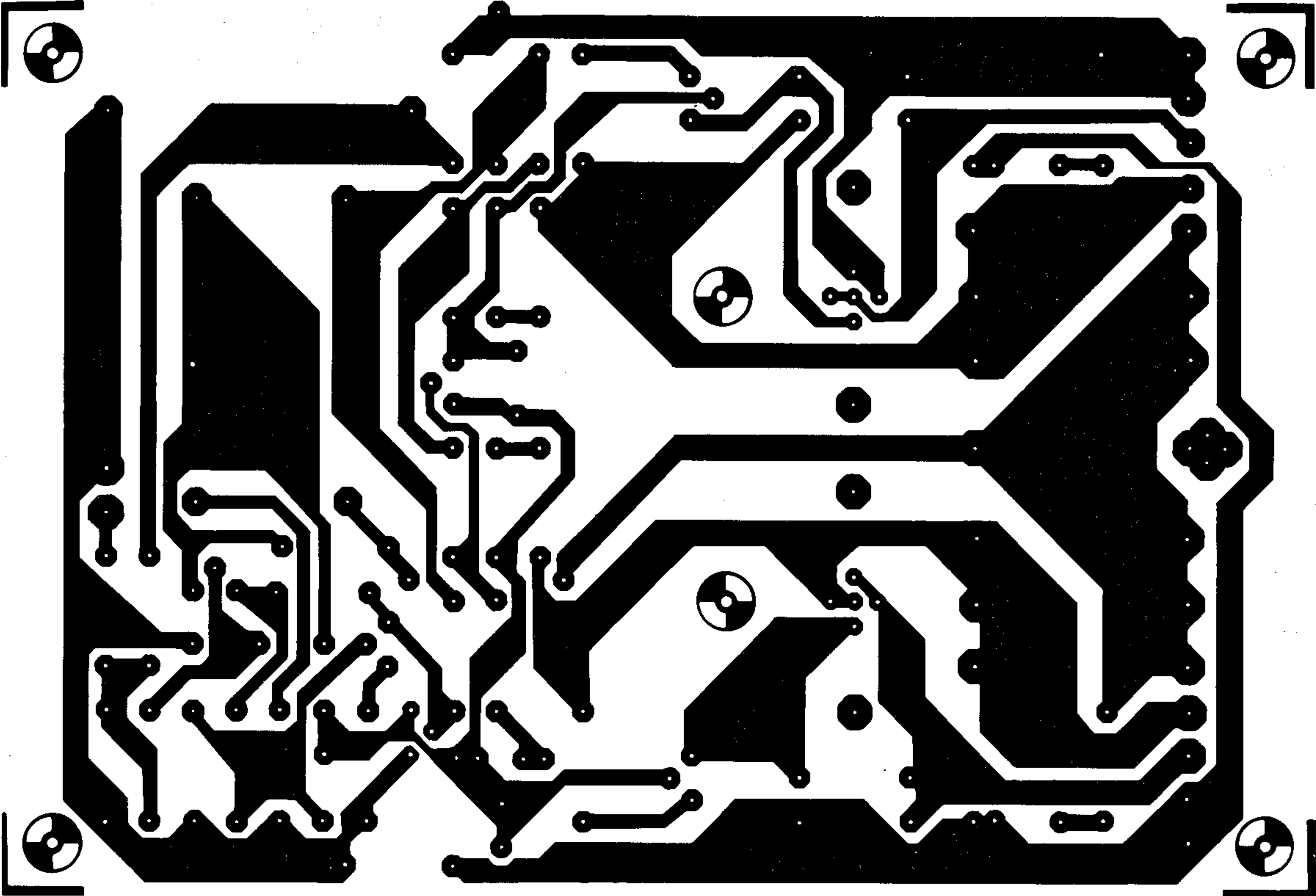
La potencia de salida

La potencia de un amplificador es importante pero invariablemente se le da demasiada atención. Sin embargo, para complacer al mayor número posible de constructores, este artículo indicará el modo de convertir la versión standard con tensión de ali-

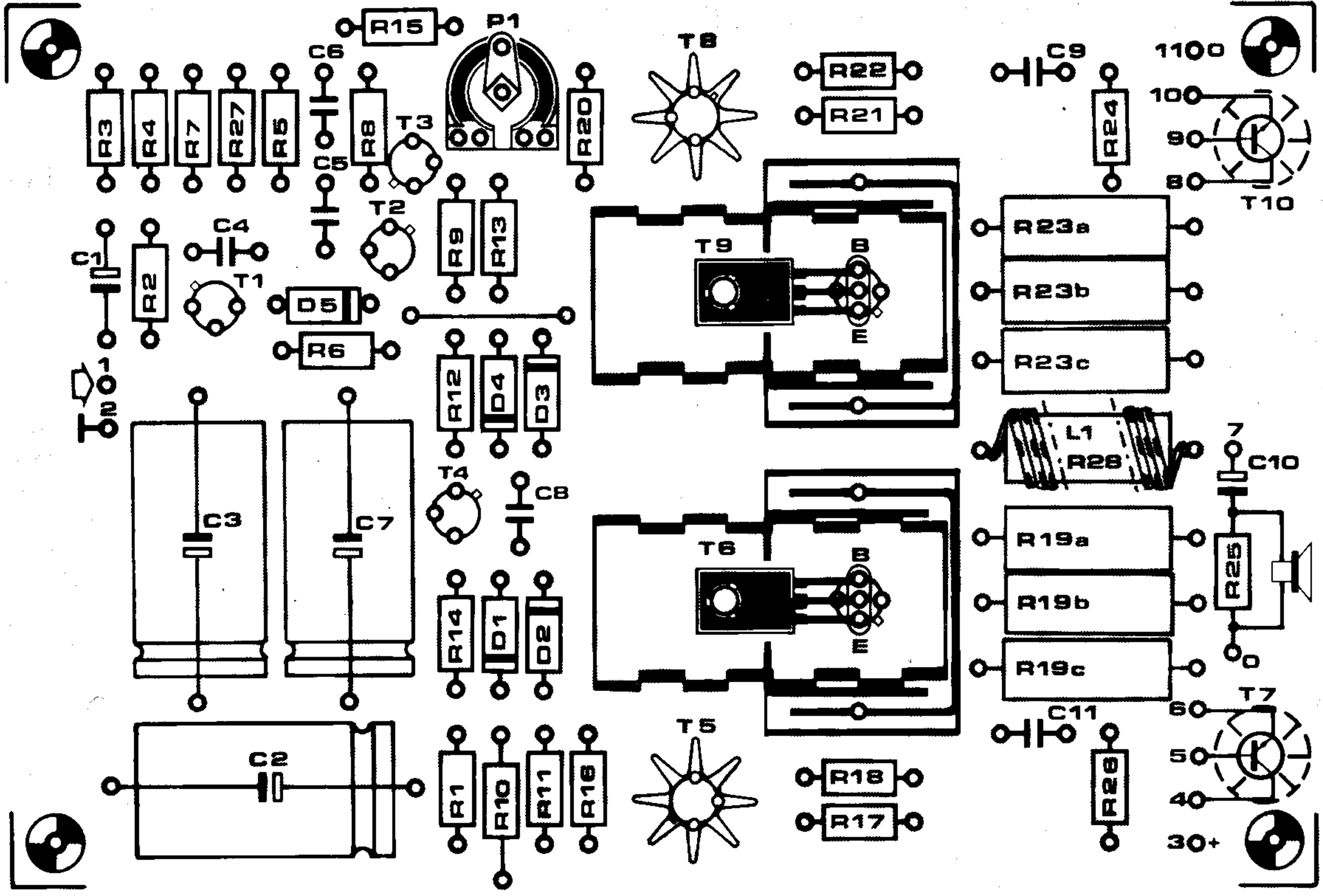
11e



12



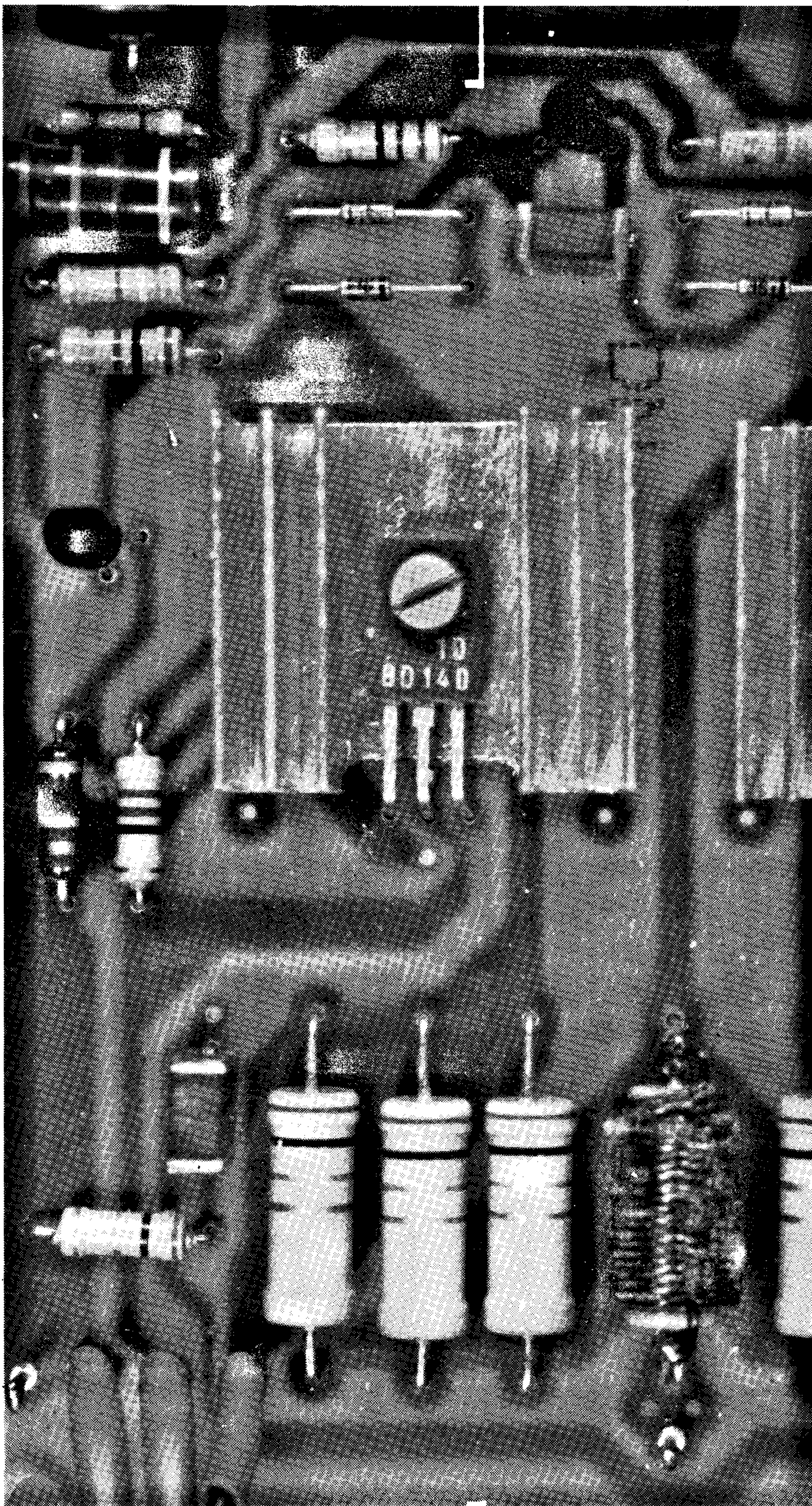
13



La figura 11d presenta algunos de los disipadores de aluminio extrusionado de más fácil adquisición. Como ya sabrán nuestros lectores, los radiadores de color negro son preferibles a los de aspecto metálico, puesto que disipan mejor el calor. La altura mínima para un disipador común vertical es de 75 mm., aunque es preferible el de 100 mm. si la altura de la caja lo permite. También es posible introducir cada transistor en un disipador indivi-

dual de 50 a 75 mm. Cuando se utilicen éstos, deberán ajustarse al chasis por medio de tornillos, por lo que se vigilará igualmente el hecho de que los transistores queden convenientemente aislados. El efecto de enfriamiento óptimo se consigue cuando el o los disipadores se montan en posición vertical (lo cual es preferible por efecto chimenea). El montaje de los disipadores en el interior de la caja no es generalmente recomendable puesto que allí

Figura 12. — Placa de circuito para el amplificador Equin (un canal). (EPS 9401).
Figura 13. — Lado de los componentes. Las patillas de R10 pueden tener que ser dobladas ligeramente bajo el cuerpo de la resistencia.
Figura 14. — Disposición para obtener una alimentación separada para el preamplificador, a partir del circuito rectificador del amplificador de potencia Equin.



Lista de componentes correspondiente a las fig. 1 y 4

Resistencias:

- $R1 = 47 \text{ k}$
 $R2 = 82 \text{ k}$
 $R3 = 120 \text{ k}$
 $R4, R17, R21 = 1 \text{ k}$
 $R5 = 39 \Omega$
 $R6 = 820 \Omega$
 $R7 = 470 \Omega$
 $R8, R24 = 10 \Omega$
 $R9 = 4 \text{ k}$
 $R10 = 470 \Omega \left(\frac{1}{2} \text{ W} \right)$
 $R11 = 3 \text{ k}$
 $R12 = 3 \text{ k}$
 $R13, R25^*) = 2 \text{ k}$
 $R14 = 15 \Omega \left(10 \Omega \text{ con alimentación de } 60 \text{ V} \right)$
 $R15 = 2.2 \Omega$
 $R16, R20 = 100 \Omega$
 $R18, R22 = 68 \Omega$
 $R19a, R19b, R19c,$
 $R23a, R23b, R23c,$
 $R28^*) = 1 \Omega \quad 1 \quad / 1 \text{ W}$
 $R26 = 1 \Omega$
 $R27 = 1 \text{ k}$

Condensadores:

- C1 = 2.2 μ /63 V
C2 = 100 μ /63 V
C3,C7 = 470 μ /40 V
C4 = 1 n
C5 = 10 p
C6 = 33 p
C8,C9,C11 = 100 n
C10 = 2200 μ /50 ... 63 V*)

*) Ver texto.

Semiconductores *) +)

- T1 = BC557b, BC177b o equiv.
T2 = BC546b, 40361,
(BC547b, BC107b o equiv.
T3 = BC556a, 40362, (BC557a o b,
BC177a,b o equiv.
T4 = BC547b, BC107b
T5 = BC546a, 40361, (BC547a o b,
BC107a,b o equiv.
T8 = BC556a, 40362, (BC557a o b,
BC177a,b o equiv.)
T6 = BD140, 40410, 40595
(BD138, BC161-16
T9 = BD139, 40409, 40594,
(BD137, BC141-16)
T7,T10 = 2N3055, BD183, BDY20,
BD130, BD182
D1,D3* = 1N4148 (sustituído por un LED
con 60 V/4 Ω)
D2,D4,DT = 1N4148

*) Ver texto para equivalencias.

+) Los tipos entre paréntesis sólo se pueden emplear con alimentación de 45 V.

P1 = 2k2 por 2k5 de ajuste

Varios:

- P1 = 2k2 o 2k5
L1*) = 2...4 μH (enrollado sobre R28)

son mucho más difíciles de obtener las condiciones de «radiación libre» y «convección libre» para las que está diseñado el radiador. Si es inevitable el disponer los radiadores en el interior de una caja, deberán disponerse en la caja enrejados amplios por arriba y por debajo para favorecer la circulación de aire.

En cuanto al montaje de los transistores de potencia, deberá prestarse atención a los siguientes puntos (ver figura 11c):

- Extender pasta de silicona por ambos

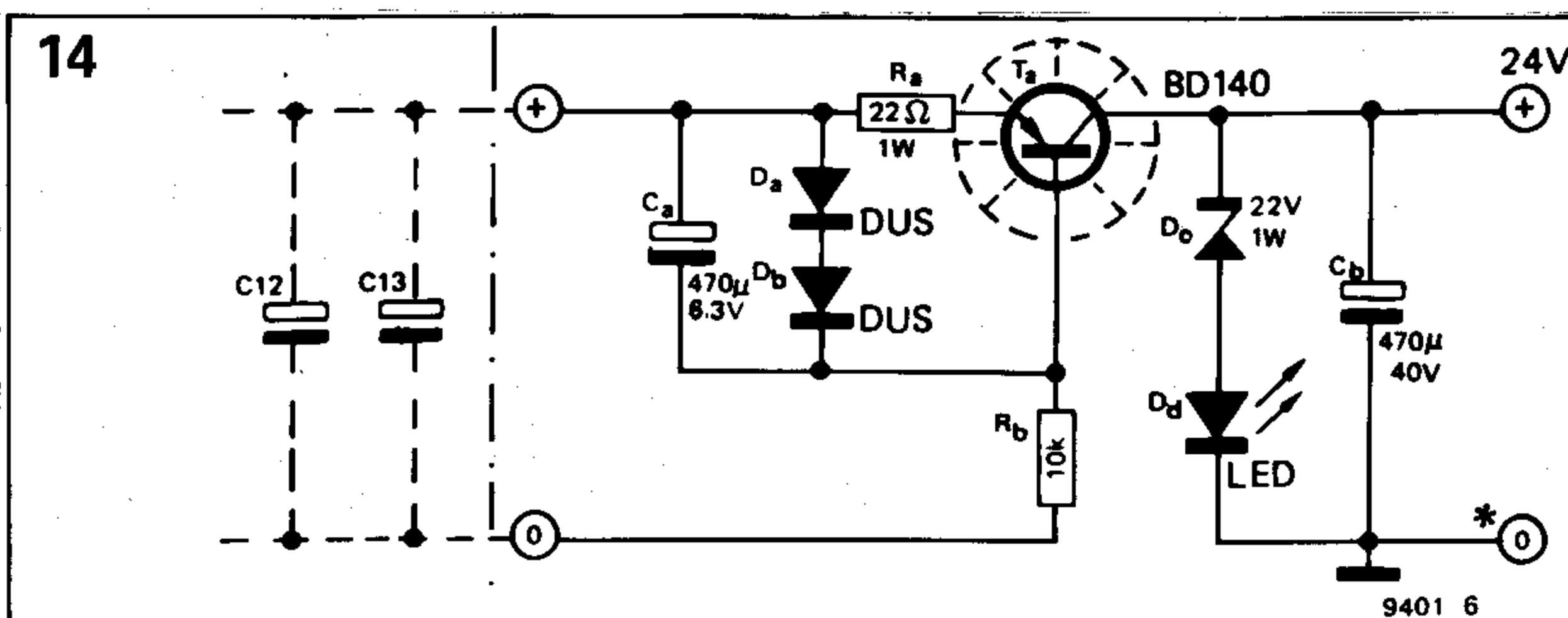
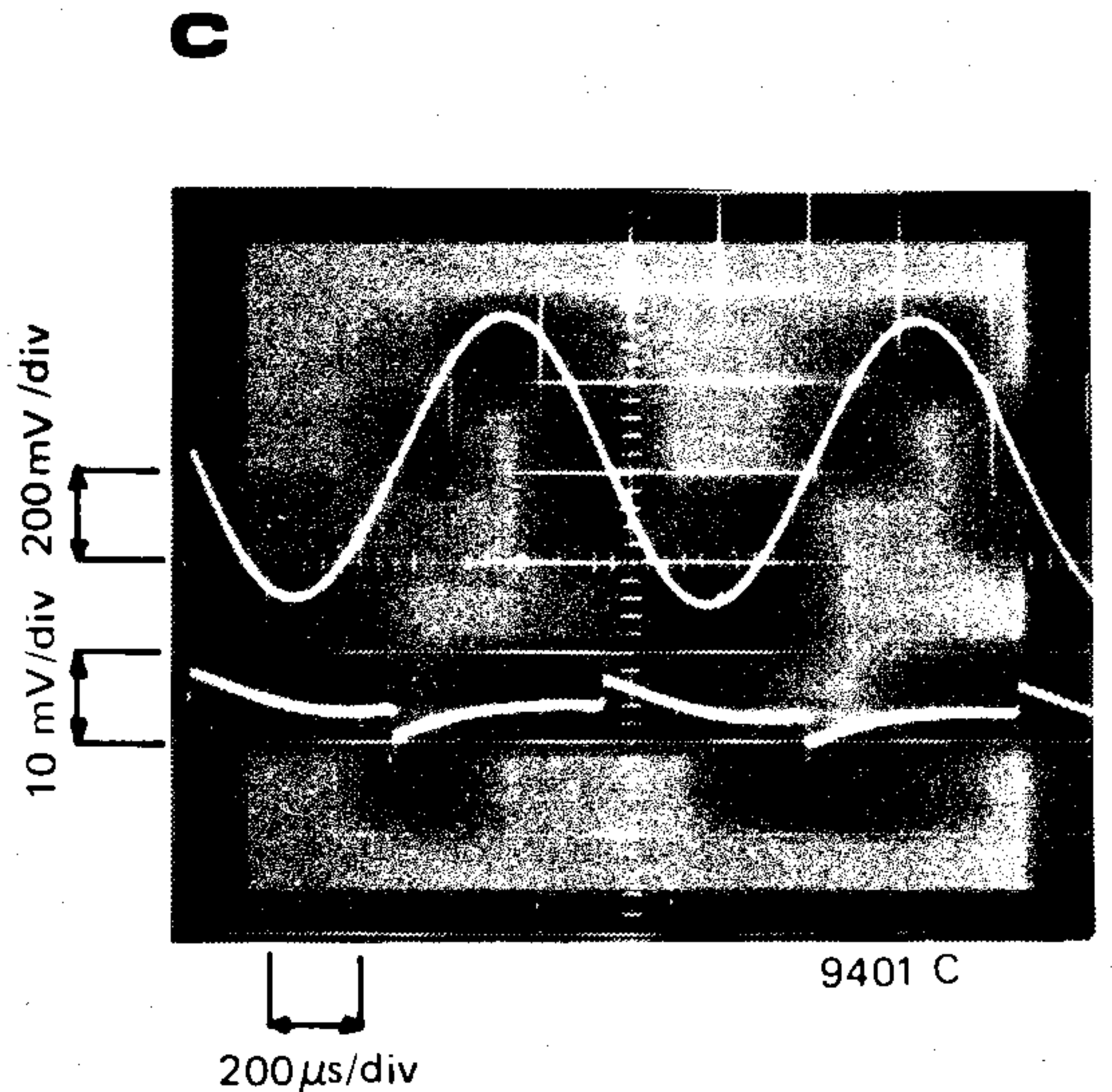


Foto C. — Esto es lo que sucede cuando se ajusta la corriente de reposo a un valor demasiado bajo. El trazo superior (200 mV/div. vertical y 200 μ s/div. horizontal) nos muestra una señal de salida de 1kHz. El trazo inferior (10 mV/div.) nos muestra los componentes de la distorsión, tras haber suprimido el armónico fundamental. Es casi imposible observar la distorsión de cruce en la onda de arriba. La comparación de los valores de cresta de ambos trazos nos da un valor estimado de aproximadamente un 1,6 por 100 de distorsión (desde luego audible). un medidor de distorsión normal nos daría, sin embargo, un valor mucho más bajo, al estimar el valor eficaz de la onda «puntiaguda».

Analizando los armónicos presentes en la onda inferior encontramos armónicos audibles hasta el de orden veinte, a niveles claramente menores que los de orden tres a cuatro.

Cuando la corriente de reposo ha sido bien ajustada, las crestas desaparecen por completo. El único armónico presente en la distorsión es entonces el segundo. Con los instrumentos disponibles no fue posible determinar con precisión qué parte de esta distorsión estaba ya presente en la onda de nuestro generador; nosotros hemos estimado en 0,05...0,1 por 100.



lados del aislante de mica. Esta pasta reduce mucho la resistencia térmica de contacto entre transistor y disipador.

— Colocar pasadores aislantes (de cerca de 1 cm.) sobre las patillas de la base y el emisor para prevenir un cortocircuito.

— Utilizar terminales de arandela para las conexiones del colector.

No es necesario decir que se debe verificar con un ohmímetro el nivel de aislamiento entre el transistor y su radiador antes de conectarlo a la tensión de alimentación.

Fuente de alimentación

El amplificador Equin está diseñado para operar correctamente con una fuente de alimentación no estabilizada (ver figura 10). El transformador que se precisa puede ser seleccionado con ayuda de los datos de la tabla 2. Los condensadores de filtro C12 y C13 deberán tener unas características de tensión de trabajo y fluctuación de corriente suficientemente altas; además de ello, deberán tener la capacidad adecuada. Un valor de 3.000 a 4.000 μ F es bastante correcto.

Los diodos rectificadores deben seleccionarse para poder resistir la extracorrente de conexión a la red (que a menudo se nota en las luces del cuarto), las sobrecargas periódicas (la red de filtraje se descarga durante las crestas de la onda de corriente alterna), y la corriente media (igual al consumo de corriente continua). Este consumo viene consignado en la tabla 2 y resulta muy pequeño para la potencia nominal del amplificador.

El transformador principal debe tener una toma intermedia en el secundario; si carece de toma intermedia deberá utilizarse un puente rectificador.

La corriente máxima que se suministra a cada amplificador debe controlarse mediante un fusible rápido de 6,3 A (Z2 y Z3 en la figura 10). El fusible Z1 en serie con el transformador debe ser, por supuesto, de tipo lento. Se recomienda la utilización de portafusibles de montaje en panel.

Cableado

En un amplificador estéreo cada placa de circuito impreso debe tener su propia línea de alimentación, y lo mismo se aplica a las líneas de retorno de los altavoces (ha de disponerse una para cada altavoz) (ver figura 10). Todas estas líneas deben ser cortas y deben mantenerse alejadas de la línea de entrada.

Nótese también que el chasis está conectado al punto común de la alimentación, por medio de las placas de circuito impreso. No debe intentarse realizar esto de otro modo. Si el amplificador de potencia y el preamplificador están en la misma caja, esta conexión deberá estar hecha en el preamplificador. Si el preamplificador está montado en una caja distinta, la conexión a masa se realiza uniando el punto número 2 del circuito impreso de cada etapa de potencia al conector de entrada montado en el chasis.

El uso de conectores de altavoz tipo DIN no se recomienda en este circuito. La conexión en estas clavijas miniaturizadas es difícil de realizar sin riesgo de cortocircuito y la combinación de clavija y base ofrece a menudo una mayor resistencia de contacto que la que se obtiene con el sistema más simple y más barato de una banana sólidamente construida y una base de enchufe de cierta calidad.

Alimentación del preamplificador

La figura 14 muestra cómo el preamplificador que se utilice con el Equin puede alimentarse con corriente continua desde el mismo circuito rectificador. La figura está dibujada suponiendo que el preamplificador Preco (descrito en los números 1 y 2 de esta revista) es el que va a utilizarse.

El transistor PNP (de 5 W con disipador de aletas) está montado para operar como una fuente de corriente. Una ventaja de esta disposición es que «conecta» lentamente, reduciendo el molesto ruido de conmutación en los altavoces. Cuando se conecta la tensión, se carga el condensador electrolítico (Cb en la figura 14) hasta que el

diodo zener comienza a conducir, obteniéndose una estabilización simple. El diodo LED en serie con el zener se incluye como un sencillo y fidedigno indicador de funcionamiento. Es preciso asegurarse de que el diodo LED esté conectado en forma correcta; de otro modo la tensión en Cb sería demasiado alta. Si por alguna razón no se incluye el LED, la tensión del zener debería ser cerca de 2 voltios mayor.

Si se utiliza un preamplificador diferente será necesario cambiar la tensión del zener, el valor de la corriente de la fuente o ambos. La corriente de la fuente viene dada aproximadamente por:

$$I = \frac{700}{R_a}$$

(en mA cuando R_a está en ohmios).

La intensidad de la fuente debería ajustarse a un valor, aproximadamente, doble del consumo de corriente esperado del amplificador. Una corriente en el LED de 10 a 30 mA es aceptable.

El condensador electrolítico de 470 μ F (C_b) y el LED deben estar conectados al polo común de la alimentación en el mismo punto que el circuito de salida del preamplificador (es decir, la unión de los puntos 2 de las placas del amplificador de potencia o, si se montan en la misma caja, a la placa del preamplificador).

Ajuste de la corriente de reposo

Al hablar de los aspectos teóricos de este montaje se hizo patente la importancia del ajuste óptimo de la corriente de reposo de la etapa de salida, para evitar la distorsión de cruce. A continuación se dan tres métodos para el ajuste de dicha corriente.

Antes de intentar aplicar tensión al circuito conviene asegurarse de que P1 está totalmente girado en el sentido contrario al de las agujas del reloj. Si se olvida hacer esto hay una indudable posibilidad de que los transistores en la etapa de potencia se calienten en poco tiempo.

La mejor manera de encontrar el ajuste óp-

timo requiere la utilización de un generador BF y un osciloscopio. El amplificador se carga en primer lugar con una resistencia de 4 a 8 ohm. (no es crítico) y se le ataca con una senoide de 1 kHz para obtener cerca de 1 vatio en la carga. El osciloscopio se conecta para observar la forma de la onda en la base de T5 (o T8). La corriente de reposo se ajusta lentamente hasta que los trazos rectilíneos presentes cerca de la zona del cero desaparezcan de la imagen. Una prueba a altas frecuencias y/o amplitudes puede hacer reaparecer estos trazos; en este caso P1 debe avanzarse un poco más hasta que de nuevo desaparezcan (ver fotos A y B). La idea que está detrás de este método es que la tensión de entrada a la etapa de salida de un amplificador con realimentación estará mucho más distorsionada que la onda de la salida debido a las no linealidades en la propia etapa de potencia. En caso de distorsión de cruce debida a una insuficiente corriente de reposo, la etapa de salida presenta una «zona muerta» centrada alrededor del cero. La falta de realimentación negativa en esta zona provocará que las primeras etapas transmitan una tensión de señal mucho más alta de la normal, en una tentativa de aportar la diferencia. Este procedimiento de alineación funcionará bien con casi todos los amplificadores.

El segundo método es para aquellos que solamente posean como equipo de medida un buen polímetro con escala de 250 a 300 mV. en corriente continua. El potenciómetro P1 se gira lentamente en el sentido de las agujas del reloj hasta que la tensión entre el punto 6 (+) y el 8 (—) sobre la placa del circuito impreso sea de 35 mV. La corriente de reposo es ahora de, aproximadamente, 50 mA. Este valor es siempre más alto que el óptimo, pero es mejor equivocarse del lado de la seguridad cuando uno no puede ver lo que está haciendo, que arriesgarse a la distorsión de cruce (audible) ajustando la corriente de reposo demasiado baja.

Una variante del segundo procedimiento es medir la corriente de alimentación total del amplificador sin entrada, haciendo que ésta sea de 60 mA por medio de P1. En este caso el polímetro debe estar en la escala de 100 mA de corriente continua y se conecta puenteando con la polaridad correcta, el portafusible de Z2 (o de Z3). Debe conectarse el amplificador a la red con los fusibles puestos; luego sacaremos un fusible para leer la corriente total en la línea positiva de alimentación. Empezar siempre con el potenciómetro P1 colocado a tope en sentido opuesto al de las agujas del reloj.

La clase AB

Algunas personas se resisten, por principio, a utilizar amplificadores en clase B, argumentando que en los amplificadores en clase B existe siempre distorsión de cruce audible. A estas personas recelosas les recomendamos que realicen la siguiente prueba. Después de asegurarse de que los transistores de potencia disponen de disipadores y ventilación adecuados, girar el potenciómetro P1 hasta obtener una corriente de polarización de 400 a 500 mA. Para llegar a este valor puede ser preciso reducir el valor de R13. El amplificador está ahora listo para operar en clase A con una carga de 8 Ω

hasta una salida de aproximadamente 1 W. A niveles mayores de señal de entrada opera en clase AB. Esto desplaza los efectos de la distorsión de cruce (que puede hacerse muy pequeña por medio del ajuste adecuado en clase B) a zonas más alejadas del eje de tensiones (un nivel mayor en la curva $I_c - V_{bc}$ del conjunto final), donde se supone que es menos problemática. Ahora la prueba consiste en hacer funcionar uno de los amplificadores en clase B y otro en clase AB, con las entradas puestas en paralelo y colocar luego alternativamente el altavoz a una y otra salida. El amplificador que suene con más limpieza (si es que existe una diferencia audible) es el que hay que duplicar. Deje a otra persona que lo juzgue por usted (ya que usted ya sabe cuál es clase B y cuál clase AB). Esperamos que esta prueba contribuirá a acabar con la «lucha de clases»...

La selección arbitraria de 1 W como potencia de salida está basada en el comportamiento típico de las señales musicales. Su factor de cresta es tal que un amplificador que está próximo a saturación, en los picos de la señal (y eso es un nivel sonoro elevado) entregará una potencia media de uno a quizá dos vatios.

Auriculares

Debido a la gran variación en impedancia y sensibilidad de los distintos tipos de auriculares existentes en el mercado, sólo daremos aquí algunas indicaciones acerca de cómo deben ser alimentados a partir de la etapa de salida.

Como regla general las unidades de alta impedancia deben conectarse directamente en las tomas de los altavoces. Los de baja impedancia, en cambio, deberán conectarse por medio de un divisor de tensión a la salida de potencia (ver fig. 1). La disposición, utilizando exclusivamente una resistencia en serie, no es recomendable: la muy alta impedancia resultante tiende a afectar negativamente a la reproducción de los tonos graves. Con auriculares de 8 Ω de impedancia, un valor de 22 a 39 ohm. (1/2 vatio) para R25b será adecuado. La resistencia en serie R25a se escogerá lo suficientemente alta para que el ruido de fondo a la salida del amplificador esté suficientemente atenuado. Pero no tan alto como para que el control de ganancia tenga que aumentarse muy por encima del valor que se utiliza con los altavoces R25a deberá tener entre 100 y 150 ohm. (1 vatio) como valor de partida para experimentar.

Si el divisor de tensión se incorpora al circuito, puede eliminarse la resistencia R25.

Observaciones finales

Es recomendable que el preamplificador utilizado tenga una impedancia de salida inferior a 5 k Ω . La razón es que la impedancia de la fuente vista desde el amplificador de potencia está realmente en serie con la resistencia R4. Junto con C4 esta resistencia forma filtro pasa-bajos que establece la pulsación propia del lazo abierto del amplificador.

La impedancia de salida del Preco depende

de la posición del control de balance, pero está siempre por debajo de 1 k Ω .

Esta baja impedancia tiene la ventaja de que es admisible un largo recorrido de cable entre el amplificador de potencia y el control del amplificador (control remoto). La autoinducción en serie con la resistencia de amortiguación (L1 y R28) se ha incluido para mejorar la «respuesta impulsional» (funcionamiento con onda cuadrada o señales musicales «puntiagudas») cuando la carga es esencialmente capacitiva (como, por ejemplo, cuando el amplificador se utiliza con altavoces electrostáticos).

Si no se prevé usar este tipo de altavoces puede soldarse un trozo de cable en el lugar de L1/R28 sobre la placa de circuito impreso.

Una forma sencilla de obtener el valor requerido para L1 es enrollar 40 vueltas de alambre de cobre esmaltado de 0,6 mm. de diámetro (23 S. W. G.) en dos capas sobre R28 (ver figura 3). Bastará añadir unas gotas de pegamento plástico para asegurar la rigidez mecánica del arrollamiento. Asegúrese de que los terminales de la bobina queden limpios de barniz.

Si se prefiere (porque se tiene a mano) utilizar un alambre más grueso, serán necesarias mayor número de espiras. Por ejemplo, con alambre de 1 mm. de diámetro se precisan tres capas de 36 vueltas cada una. Pueden realizarse estas capas con un lápiz redondeado de unos 7 mm. de diámetro como base. Una vez terminada la bobina, se sacará del lápiz y se introducirá en la resistencia. Los terminales, cuidadosamente limpios de barniz, se soldarán sobre las patillas de R28.

generador de funciones CMOS

Con este proyecto queríamos obtener un generador de señales de audio de uso universal, fácil de montar y de utilizar, y desde luego hemos alcanzado este objetivo ya que el circuito ofrece la posibilidad de obtener ondas senoidales, triangulares y cuadradas dentro de la gama de frecuencias comprendida entre los 12 Hz y los 70 kHz, utilizando para ello solamente un inversor sextuple CMOS junto con algunos componentes discretos. Desde luego este generador no tiene las características de un diseño sofisticado (v. gr. el publicado en el número 1 de esta revista), particularmente en lo que se refiere a la pureza de las ondas para altas frecuencias pero es muy útil para trabajos de audio.

Esquema sinóptico

En la fig. 1 se explica el principio de funcionamiento del circuito. El corazón del generador es un generador de señales triangulares y cuadradas formado por un integrador y un disparador (o báscula) Schmitt. Cuando la salida del disparador Schmitt es alta, la tensión así obtenida es enviada a la entrada del integrador y se obtiene a la salida de éste una rampa descendente. Cuando esta rampa alcanza el umbral inferior, el disparador Schmitt cambia de estado pasando su salida a estado bajo, esta tensión de salida, realimentada al integrador le hace producir una rampa ascendente. Cuando esta rampa alcanza el umbral superior, el disparador Schmitt cambia de estado pasando su salida a estado alto, obteniéndose en la salida del integrador una rampa descendente y así sucesivamente se repite el ciclo. Las rampas ascendente y descendente de la salida del integrador constituyen una señal triangular cuya amplitud queda determinada por la histéresis del disparador Schmitt (es decir, por la diferencia entre los umbrales superior e inferior), la salida del disparador Schmitt es evidentemente una señal cuadrada formada por la alternancia de los estados alto y bajo.

La señal triangular es enviada a un circuito formado por diodos en donde se redondean los picos y los valles de la onda, obteniendo una aproximación de una señal senoidal. Por medio de un conmutador de tres posiciones puede elegirse una cualquiera de las tres señales y enviarla al amplificador de salida. La frecuencia de las señales de salida se varía modificando la constante de tiempo del integrador, lo que modifica la pendiente de las rampas y, por tanto, la frecuencia.

Utilizando sólo un circuito integrado CMOS de muy fácil adquisición y un puñado de componentes discretos, es posible construir un generador de funciones de múltiples aplicaciones. El generador que proponemos ofrece tres formas de onda en todo el aspecto de audio e incluso más allá.

Circuito práctico

El circuito práctico del generador de funciones CMOS es el de la figura 2. El integrador está formado alrededor de un inversor CMOS, N1, y el disparador Schmitt utiliza otros dos inversores, N2 y N3, enlazados por una realimentación positiva. El circuito funciona de la siguiente manera: suponiendo que el cursor de P está en su valor mínimo entonces la salida de N3 es alta y circula por R1 y P1 una intensidad de

$$\frac{U_b - U_i}{P1 + R1}$$

en donde U_b es la tensión de alimentación y U_i es la tensión de umbral de N1. Dando que esta intensidad no puede circular por la alta impedancia de entrada del inversor, circula por C1 (o C2 dependiendo de la posición de S1).

La tensión en bornes de C1 aumenta de este modo linealmente, lo cual hace disminuir, también linealmente, la salida de N1 hasta que se alcance el umbral inferior del disparador Schmitt y su salida pase a estado bajo; una intensidad

$$\frac{-U_i}{P1 + R1}$$

circula ahora a través de P1 y R1, esta intensidad fluye ahora hacia C1, con lo que la tensión de salida de C1 empieza a aumentar linealmente hasta que se alcance el umbral superior del disparador Schmitt, momento en que su salida pasa a estado alto y se repite el ciclo.

Para asegurar la simetría del triángulo

(igualdad de las pendientes de las rampas ascendente y descendente), las intensidades de carga y descarga del condensador deben ser iguales, es decir, que $U_b - U_i = U_i$ o lo que es lo mismo $U_b = 2U_i$. Sin embargo, resulta que U_i está determinada por las características del inversor CMOS y su valor nominal es el 55 por 100 de la tensión de alimentación que es de 6 V., por tanto $U_i = 3,3$ V y $U_b - U_i = 2,7$ V.

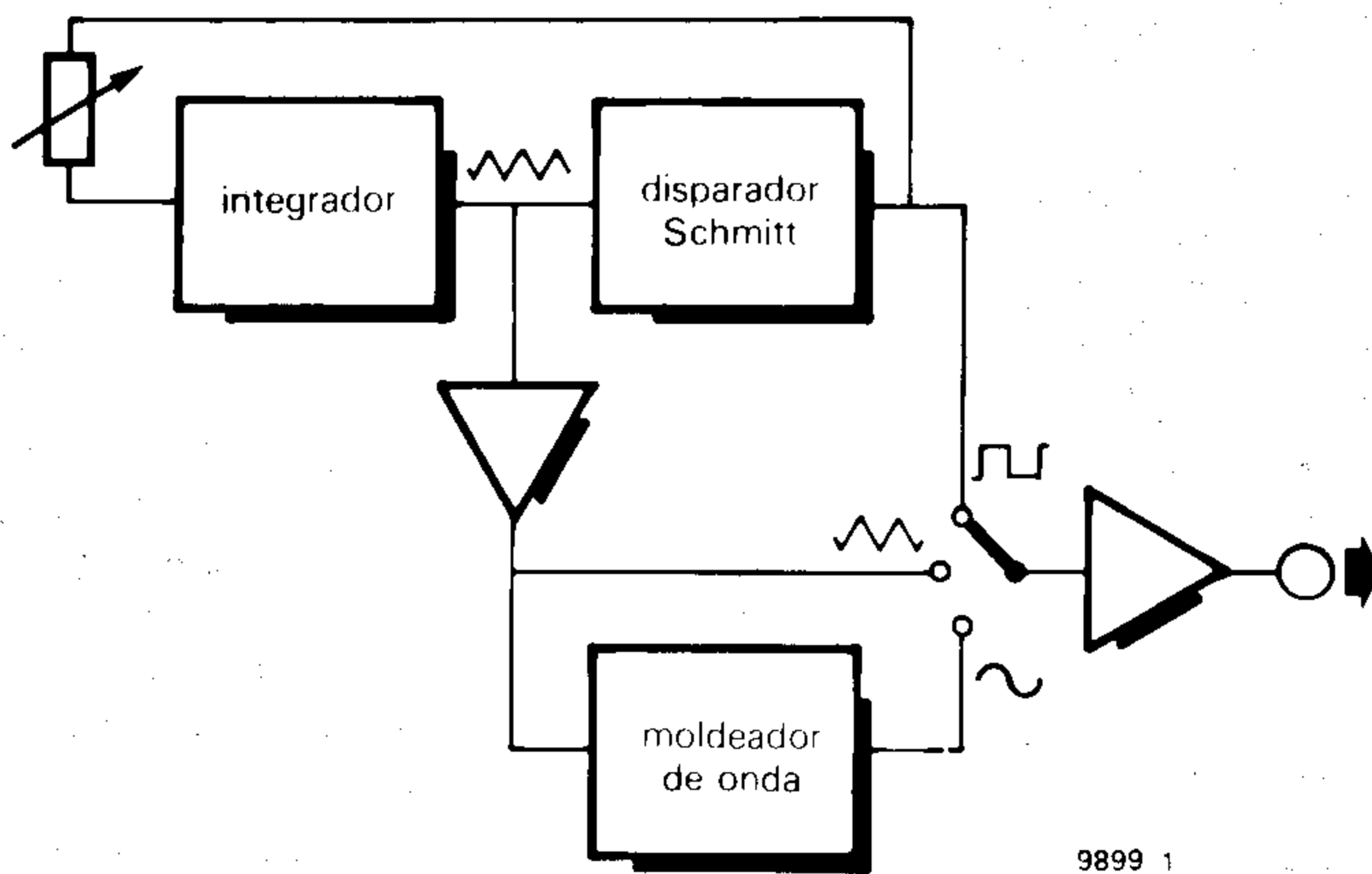
Se evita este inconveniente por medio de P2 que permite ajustar la simetría. Supongamos en primer lugar que R4 está conectada al borne positivo de la alimentación (posición A). En estado alto, la tensión de salida del disparador de Schmitt será U_b , independientemente de la posición del cursor de P2. Por el contrario, cuando la salida de N3 está en estado bajo, P2 y R4 forman un divisor potenciométrico, lo que permite enviar a P1 una tensión comprendida entre 0 y 3 V, lo cual supone una caída de tensión en los bornes de R1 + P1 que ahora es $U_{p2} - U_i$. Si la tensión en el cursor de P2 es de unos 0,6 V tendremos que $U_{p2} - U_i$ valdrá $-2,7$ V., con lo que en valor absoluto son iguales las corrientes de carga y descarga. Evidentemente el ajuste de P2 será distinto en cada generador que se construya debido a las tolerancias en el valor de U_i . Si U_i vale menos de la mitad de la tensión de alimentación será preciso conectar el extremo superior de R4 a masa (posición B).

Mediante S1 se seleccionan las dos gamas de frecuencias: 12 Hz a 1 kHz y 1 kHz a alrededor de 70 kHz. El ajuste fino de la frecuencia se realiza por medio de P1 que hace variar las intensidades de carga y descarga de C1 o C2 y por consiguiente el valor absoluto de las pendientes de las rampas del integrador.

La señal cuadrada obtenida en N3 es enviada, a través del conmutador seleccionador de onda, al amplificador «buffer» de salida, formado por dos inversores (conectados en paralelo para sumar sus intensidades de salida) polarizados de forma que se comporten como amplificadores lineales. La salida de señal triangular pasa por un amplificador «buffer» N4 antes de ser enviada al selector de onda y al «buffer» de salida. La señal triangular obtenida en la salida de N4 es enviada también al moldeador senoidal formado por R9, R11, C3, D1 y D2.

Los diodos D1 y D2 permiten el paso de bajas intensidades en el margen de $\pm 0,5$ V pero fuera de estos valores su resistencia dinámica cae, recortando logarítmicamente los picos y valles, produciendo una buena

1



9899 1

Figura 2.—Esquema del circuito del generador de funciones.

en la salida. El nivel de salida se ajusta por medio de P3.

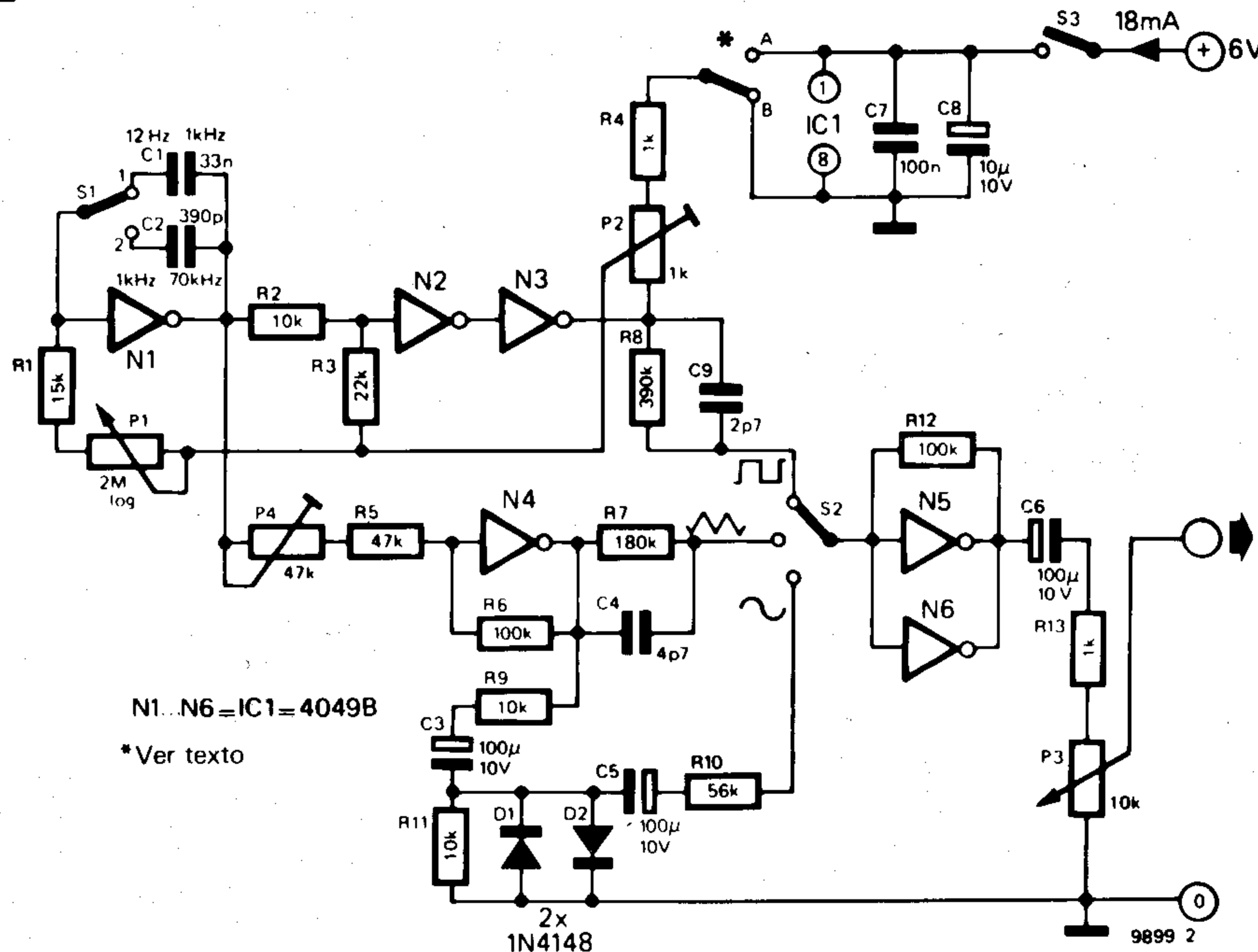
Calibración

Los circuitos integrados CMOS utilizados linealmente consumen más intensidad que los que funcionan en conmutación. Conviene que la tensión de alimentación no sea nunca superior a los 6V para evitar un excesivo calentamiento del integrado, debido a la disipación excesiva.

Prestaciones

La calidad de las ondas obtenidas con este generador se puede juzgar en las fotos de los oscilogramas de la fig. 3. En los tres casos la sensibilidad vertical es de 500 mV/div. y la velocidad de la base de tiempos de 200 μ s/div.

2



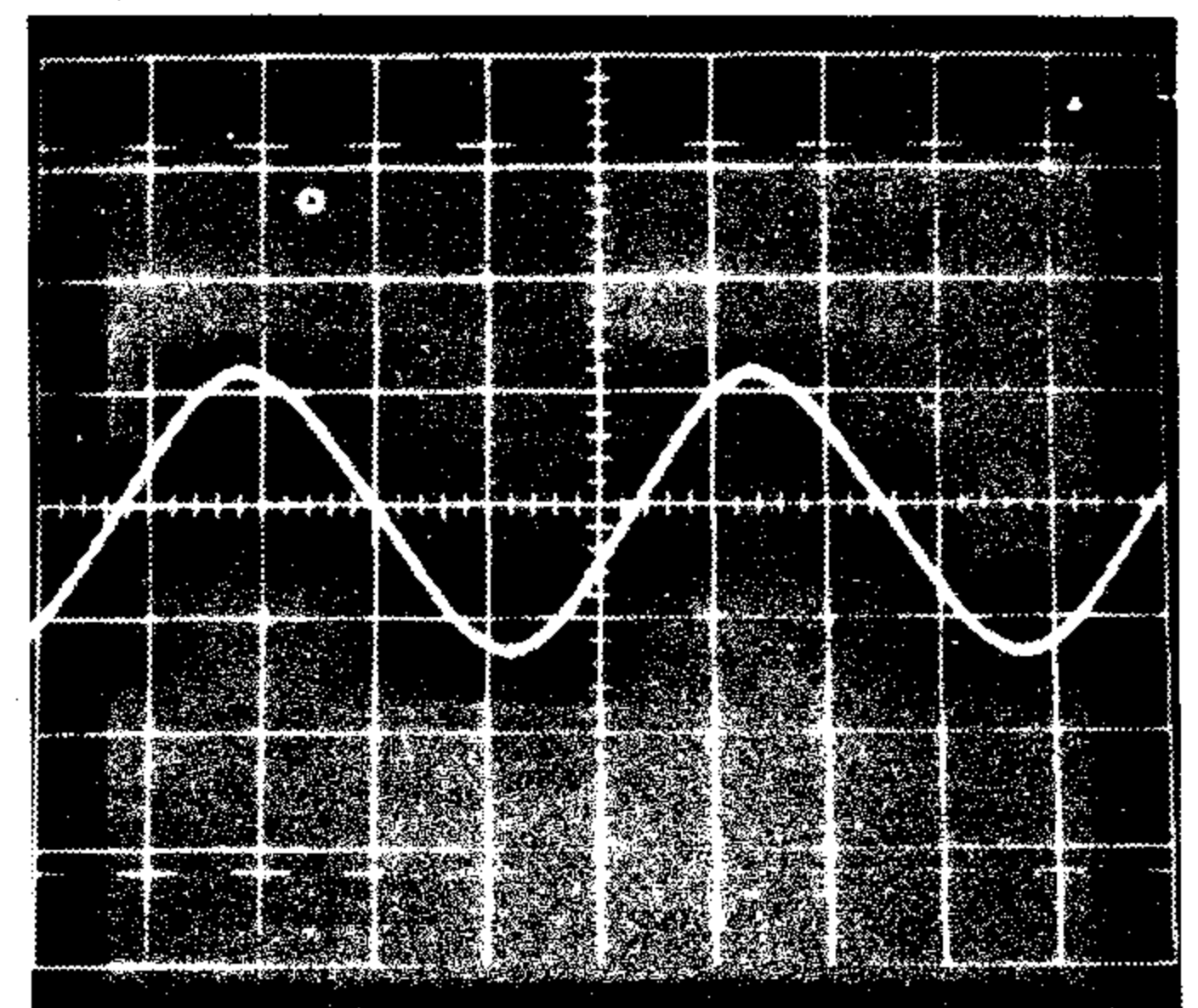
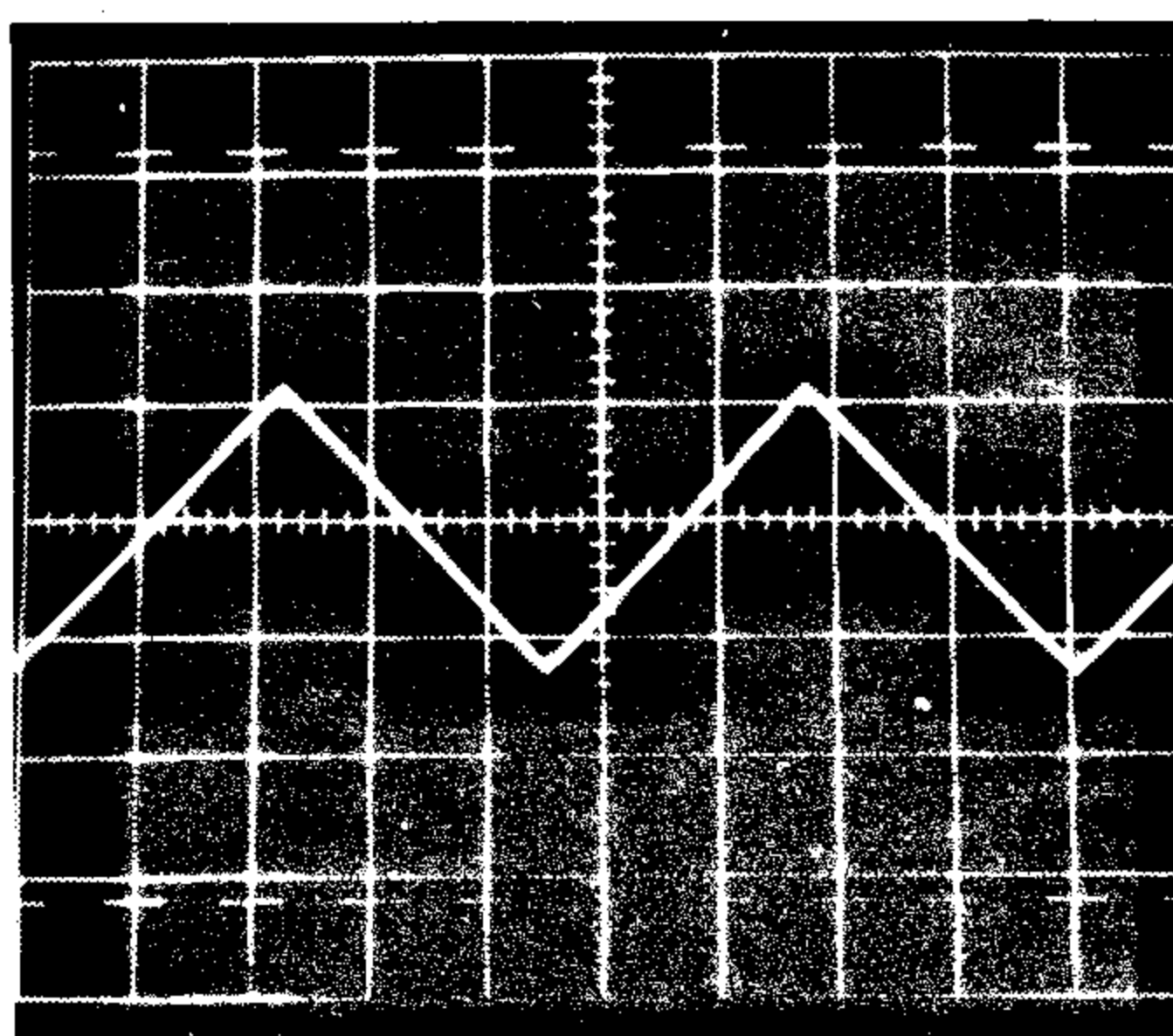
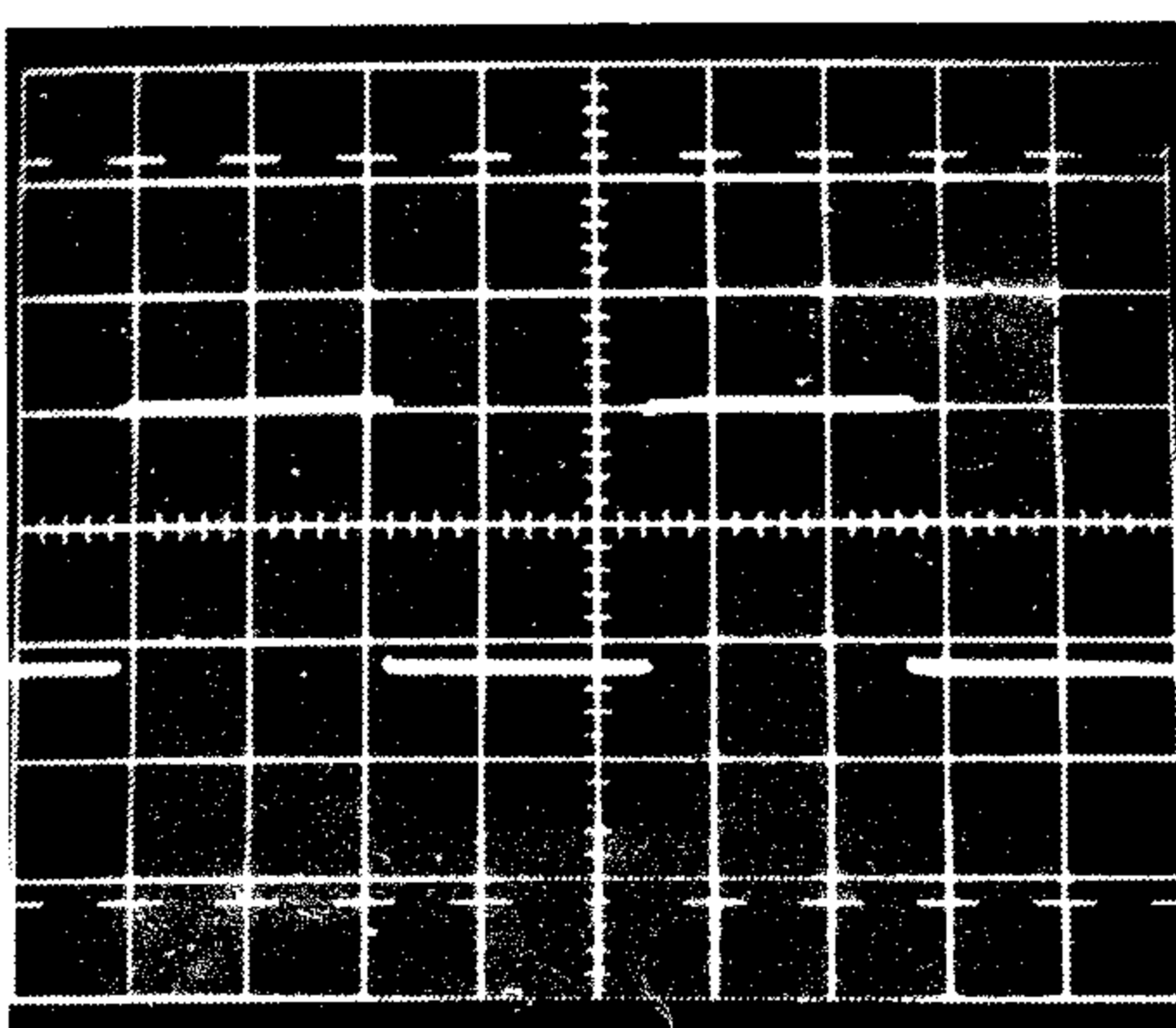
N1...N6 = IC1 = 4049B

* Ver texto

La pureza de la onda senoidal se ajusta mediante P4, que permite variar la ganancia del amplificador construido en torno a N4 y por consiguiente también la amplitud de la señal triangular que entra en el moldeador senoidal. Con una señal muy débil su-

cederá que la amplitud del triángulo será inferior al umbral de los diodos y la señal pasará sin ningún recorte, por el contrario, una señal muy fuerte se verá demasiado recortada resultando una mala senoide. Las resistencias situadas en serie con la entrada del amplificador «buffer» han sido elegidas de modo que las tres ondas tengan una amplitud máxima, pico a pico, de 1,2 V

3



los microprocesadores de elektor

Nada menos que tres sistemas de microprocesadores han sido desarrollados por Elektor en sus laboratorios centrales. Esto puede resultar confuso para el principiante en estas lides, por lo que vamos a dedicar este artículo a describir cada uno de estos sistemas. De esta forma pretendemos informar a nuestros lectores de cuáles son las posibilidades existentes y que iremos publicando alternadamente en la revista y en forma de libros.

Los tres sistemas son: el SC/MP, el computador de juegos de TV y el Junior Computer (JC). Nuestro propósito en este artículo es dar una visión general del asunto más que entrar en discusión sobre las múltiples posibilidades de los microprocesadores; sin embargo, veremos algunos ejemplos prácticos para ilustrar las posibilidades de «interface» (interconexión) de nuestros sistemas, sin perjuicio de los otros muchos posibles modos de utilización de cada sistema. Veremos primero el sistema SC/MP (se pronuncia «escamp»). Su característica principal es su construcción modular. El microprocesador del mismo nombre es fabricado por National (con la denominación INS8060). Ese diseño incluye un cierto número de placas de circuito impreso del tamaño Eurocard (aproximadamente 10 × 16 cm.) que se interconectan por medio de una placa «bus». Un «bus» no es más que una red de conductores que conectan entre sí todos los puntos equivalentes de cada placa del sistema; es decir, que todos los puntos 1 de todas las placas están unidos entre sí por el «bus», y lo mismo sucede para los puntos 2, 3, etc. La construcción modular de este sistema la convierte en una unidad altamente flexible. En su versión más reducida consta sólo de dos tarjetas de circuito impreso. El sistema puede ampliar-

se añadiendo más tarjetas a la placa de circuito impreso del «bus». Con ello podemos obtener no sólo más capacidad de memoria (añadiendo más memoria RAM y/o ROM), sino que también podemos disponer en nuestro sistema de impresora, terminal video, etc. El Junior Computer está construido en una sola placa de circuito impreso (exceptuando la fuente). En él se ha intentado obtener un microprocesador que, siendo lo más barato y pequeño posible, conserve todas las características de un microprocesador eficiente. Por medio de un conector presente en su placa de circuito impreso podemos acoplarlo al sistema SC/MP. El resultado de ello será un sistema SC/MP con un procesador adicional. El más peculiar de los tres es el computador de juegos de TV. Está diseñado de forma que pueda generar directamente señales de video en color, que pueden, por supuesto, cambiar de forma (o de color), moverse, etc. De hecho, este sistema constituye un sistema de juegos para TV de verdadero lujo. Pueden añadirse juegos adicionales (como combates espaciales, fútbol, Master Mind, etc.) El «hardware» (el ordenador en sí) ha sido específicamente diseñado para su función de juego: consiste en dos teclados individuales de 12 teclas cada uno y una

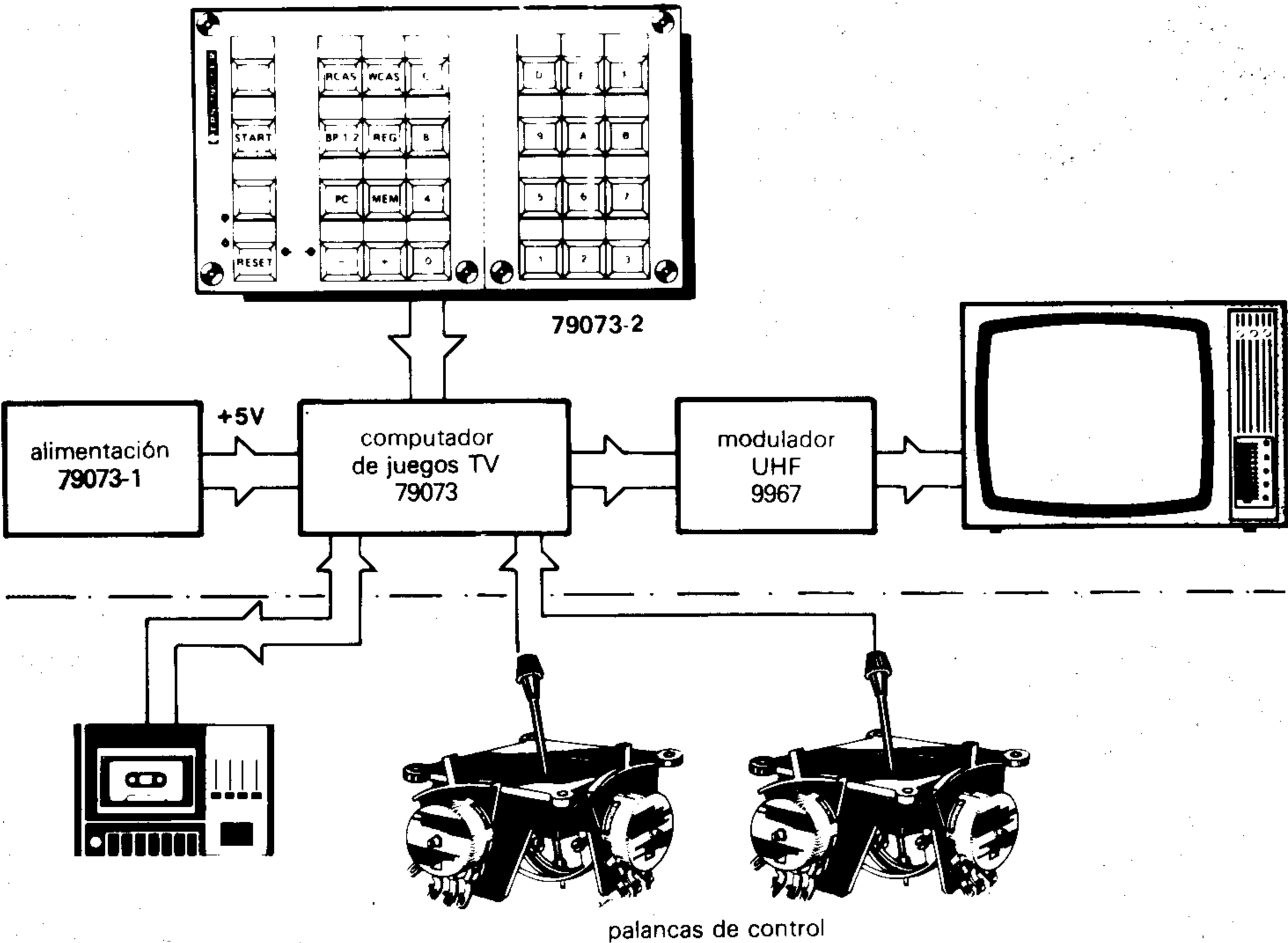


Figura 1.— La estructura del sistema computador de juegos TV.

sección de 4 teclas común a ambos jugadores. Además, hay una conexión para dos mandos giratorios (palancas de mando) similares a las utilizadas en muchos otros juegos electrónicos y en radicontrol de aeromodelos. Se ha incorporado un altavoz para efectos especiales de sonido. Los programas pueden almacenarse, borrarse o cambiarse con la ayuda de un cassette convencional. De esta forma resulta fácil y barato disponer de un buen «banco» de programas disponibles cuando se desee. El computador de juegos de TV no ha sido diseñado de forma que permita su ampliación; sin embargo, es posible una ampliación futura para aumentar su capacidad de memoria. Está claro que tanto el SC/MP como el Junior Computer han sido diseñados para un uso más general. No obstante, en ellos pueden también programarse juegos (sin TV). Ambos sistemas pueden desarrollar programas (una vez introducido el programa monitor standard) operando en lenguajes de ordenador de alto nivel. El SC/MP, por ejemplo, puede utilizar un lenguaje Basic sencillo. Cada orden ejecutada por el SC/MP es introducida por un terminal. Este es una unidad aparte con un teclado y un terminal de video y/o impresora. El teclado consta de las cifras 0...9 y de un alfabeto completo, así como de caracteres específicos de control. Todo esto es necesario para permitir al computador utilizar un lenguaje de alto nivel, en el que se manejan palabras «normales» para indicar al procesador las instrucciones a realizar. Por ello es necesario utilizar, por tanto, un teclado de tipo alfanumérico: el Elekterminal. Este teclado podrá utilizarse también con el Junior Computer.

El microprocesador

El primer aspecto a considerar es qué microprocesador debe ser seleccionado. El microprocesador es el corazón de cualquier sistema de miniordenador y determina, en gran manera, la velocidad de procesamiento de las instrucciones del programa, así como su extensión y posibilidades. A primera vista parece que la mejor elección sería un microprocesador de gran capacidad y alta velocidad. Sin embargo, resulta muy difícil componer programas que impliquen cientos de instrucciones. Y la experiencia demuestra que lo ideal es que el programador las tenga todas en la cabeza mientras realiza el programa. En lo que se refiere a la velocidad o rapidez de procesamiento, es también innegablemente una ventaja que el procesador sea rápido, pero si es preciso utilizar memorias rápidas tendremos que hacer frente a su mayor precio. En la práctica, sin embargo, el tiempo de operación no tiene una importancia decisiva, salvo cuando se realizan cálculos complicados o cuando se utilizan lenguajes de alto nivel. Otro aspecto importante es la cantidad de programas disponibles. En general, un procesador puede servirse de otros programas (con modificaciones mínimas) siempre que hayan sido escritos para el mismo tipo de procesador. A este respecto, el 6502 (CPU base del Junior Computer) es excelente. Los tres sistemas definidos hasta ahora utilizan diferentes microprocesadores. El computador de juegos utiliza el 2650 de Signetics, el SC/MP usa el INS8060 de National y el Junior Computer el 6502 de Rockwell. De los tres, el SC/MP es el que opera del modo más sencillo, aunque también es el más lento. En el otro extremo, el 6502 es el más rápido y complejo. Entre los

dos extremos están las características del 2650. No obstante, puesto que el funcionamiento relativamente lento del SC/MP puede resultar un serio inconveniente para algunas aplicaciones, se ha desarrollado (no por Elektor) una placa de procesador para este sistema que incluye un procesador del tipo Z-80, considerablemente más rápido. A modo de conclusión, daremos una breve descripción de la constitución básica de cada sistema, considerando también las posibilidades de combinación.

El Computador de Juegos para TV

Su estructura fundamental puede verse en la figura 1. Consiste en una placa central de circuito impreso y un teclado, fuente de alimentación y (usualmente) un modulador UHF que permite conectar a la entrada de antena UHF de un receptor normal de TV color. Además, es recomendable hacer uso de un magnetófono a cassette para almacenar los programas. Para facilitar la programación se ha equipado al programa monitor con grandes posibilidades de «debugging» incluyendo dos «breakpoints». El sistema tiene previsto que puedan también conectarse dos potenciómetros dobles (palancas de control giratorias) para juegos de posicionamiento y dirección.

El Junior Computer

En la figura 2 podemos ver la estructura del Junior Computer. Por simplicidad, circuito completo y teclado se han dispuesto en una sola placa de circuito impreso que necesita sólo la alimentación de + 12 + 5 y - 5 V

2

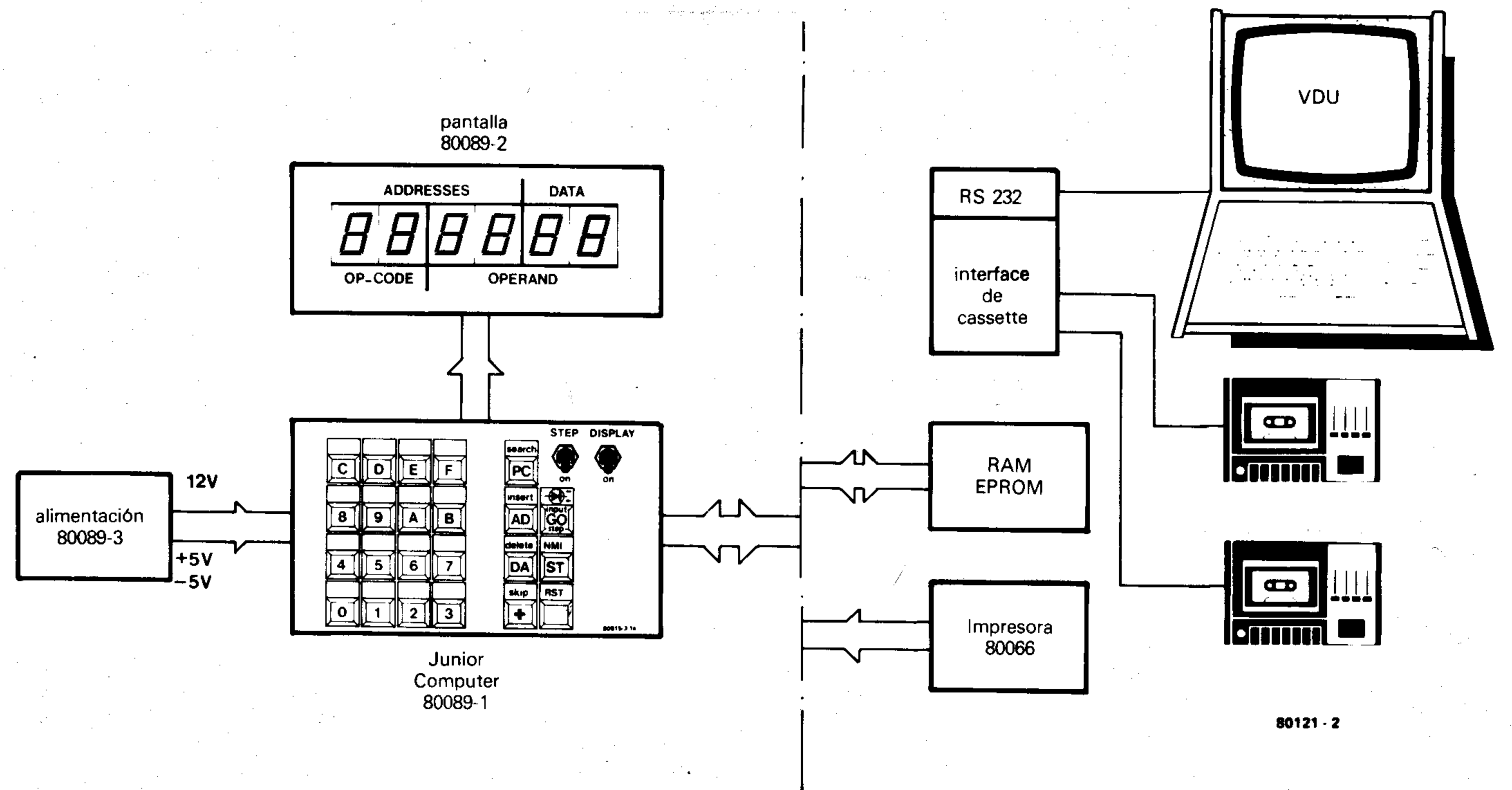


Figura 2. — La sección a la izquierda de la línea de trazos contiene el Junior Computer básico. Los módulos situados a la derecha de esa línea son opcionales.

3

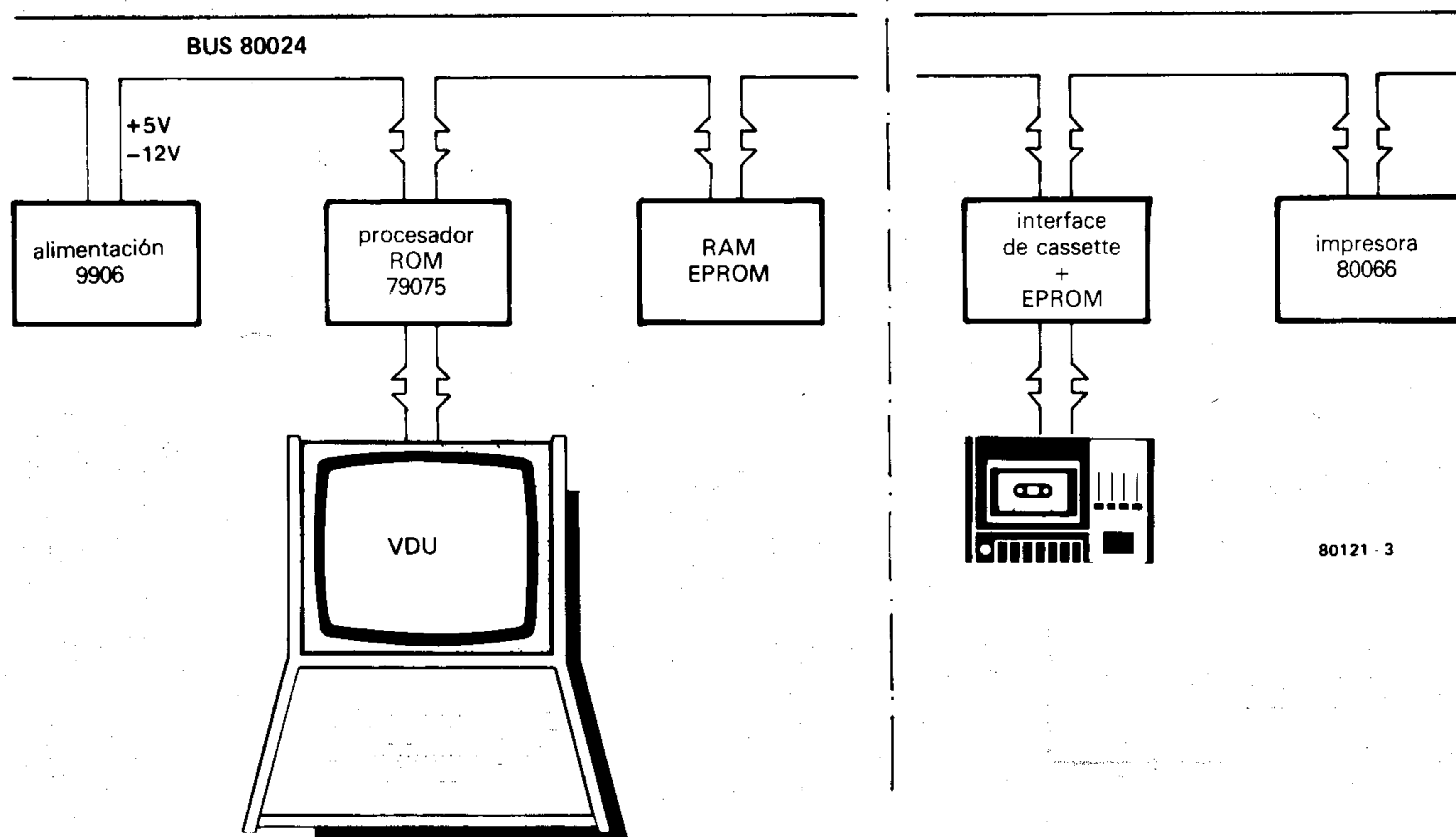


Figura 3. — El SC/MP equipado con un terminal. Colocando una ROM preprogramada con BASIC sencillo en la placa del procesador podremos operar en BASIC. Las posibilidades de expansión se muestran a la derecha de la línea de trazos.

para poder funcionar. Los seis caracteres de siete segmentos que constituyen su pantalla están montados en una pequeña placa auxiliar que se suelda en posición inclinada sobre la placa central. Más adelante pueden añadirse un interface para cassette y uno o dos grabadores-reproductores standard de cassette. Incluso puede conectarse este sistema al bus del SC/MP por medio de un conector presente en la placa central. Esto puede resultar útil cuando (por ejemplo) se requiere más memoria de la incluida en el circuito (1 K EPROM con el programa monitor y 1 K RAM).

El sistema Junior Computer funciona en código hexadecimal. En otras palabras, funciona con dieciséis posibles números o caracteres, que son los números 0...9 y las letras A, B, C, D, E y F representando a los números 10, 11, 12, 13, 14 y 15, respectivamente. El programa monitor incluye ya un ensamblador hexadecimal. Cuando éste encuentra una instrucción del traslado o transferencia aporta el byte correcto para el registro correspondiente. El monitor transfiere entonces las direcciones al computador.

Antes de enfrentarnos con empresas más complicadas (lenguajes de alto nivel, ensambladores, etc.) debemos conectar un terminal al sistema. Esto puede hacerse con ayuda de una placa de interface para cassette; sin embargo, tendremos que introducir más EPROM para aportar la necesaria cantidad de memoria. Esto implica generalmente utilizar la placa de 8 K EPROM + 8 K RAM.

Para grabar programas es imprescindible la placa de interface para cassette. También será preciso añadir más memoria EPROM y/o RAM si se desea operar con el ensamblador editor disponible, con el desen-

samblador o con lenguajes de alto nivel (como BASIC y PASCAL).

Este sistema empezaremos a publicarlo en la revista núm. 5, correspondiente a septiembre-octubre.

El sistema SC/MP

Trataremos finalmente el sistema SC/MP, que podemos ver en la figura 3. Este sistema, no obstante, puede adoptar varias configuraciones gracias a su construcción modular. El sistema mínimo (versión BASIC) está basado en dos placas. La primera es la del procesador, que incluye el «buffer» de los buses de datos y direcciones y tiene la posibilidad de conectar un terminal (interface RS 232). La segunda placa puede ser la de 8 K EPROM + 8 K RAM. Si es así, el programa monitor puede formar parte de la memoria EPROM, y podremos añadir tanta memoria RAM (desde 1 K hasta 8 K) como queramos. Cuando utilizamos un teclado con el sistema de dos tarjetas, éste es capaz de operar con programas BASIC. La placa del procesador tiene un zócalo de CI(ROM) específicamente para ello.

Para el almacenamiento de programas es preciso añadir el circuito de interface para cassette. Con la ayuda de la placa de la impresora (de matriz de puntos) podrán obtenerse listados de los programas en lenguaje de máquina. Las tensiones de alimentación requeridas dependen de las EPROM utilizadas. La placa de memoria de 8 K EPROM + 8 K RAM utiliza EPROM del tipo 2716 y necesita alimentación de 5 V. En la placa de interface para cassette hay sitio para EPROMs del tipo 5204 que requieren +5 y -12 V. También podrían usarse EPROMs del tipo 2708 en vez de las

del tipo 2716, pero será necesario llevar a la placa de memoria dos tensiones más (+12 y -5 V) y la capacidad de memoria obtenida quedará reducida a la mitad. La fuente de alimentación ya existente proporciona +5 y -12 V. En el bus del SC/MP se dispone hueco para todas las tensiones mencionadas.

Además de los módulos mencionados, hay todavía algunas placas basadas en un sistema más pequeño, que se utiliza únicamente por medio de teclado y pantalla de ocho caracteres de siete segmentos. Este modelo recuerda algo al Junior Computer en su forma elemental. Con la ayuda de estas placas puede montarse una unidad completa como se muestra en la figura 4. El microprocesador del SC/MP y la tarjeta de ampliación de éste constituyen el verdadero computador. Las líneas de datos no cuentan con «buffer», lo que reduce indudablemente el tamaño del sistema. Si se desea construir un sistema más complejo deberá añadirse un «buffer» al bus de datos con este sistema. El operador dispone de 1,5 K de memoria EPROM (el programa monitor) y 1 K de RAM. Puede ampliarse la memoria RAM con ayuda de la placa de 4 K RAM. Los datos son introducidos y extraídos por medio del teclado y display de siete segmentos, instalado en la placa I/O en código hexadecimal. Se necesitará otra placa auxiliar para la conexión de un magnetófono o cassette. Para operar con un terminal de video necesitaremos otra placa. El esquema puede verse en la figura 5.

¿Qué hacer?

Estos tres sistemas (o cuatro, considerando el SC/MP pequeño) son los desarrollados

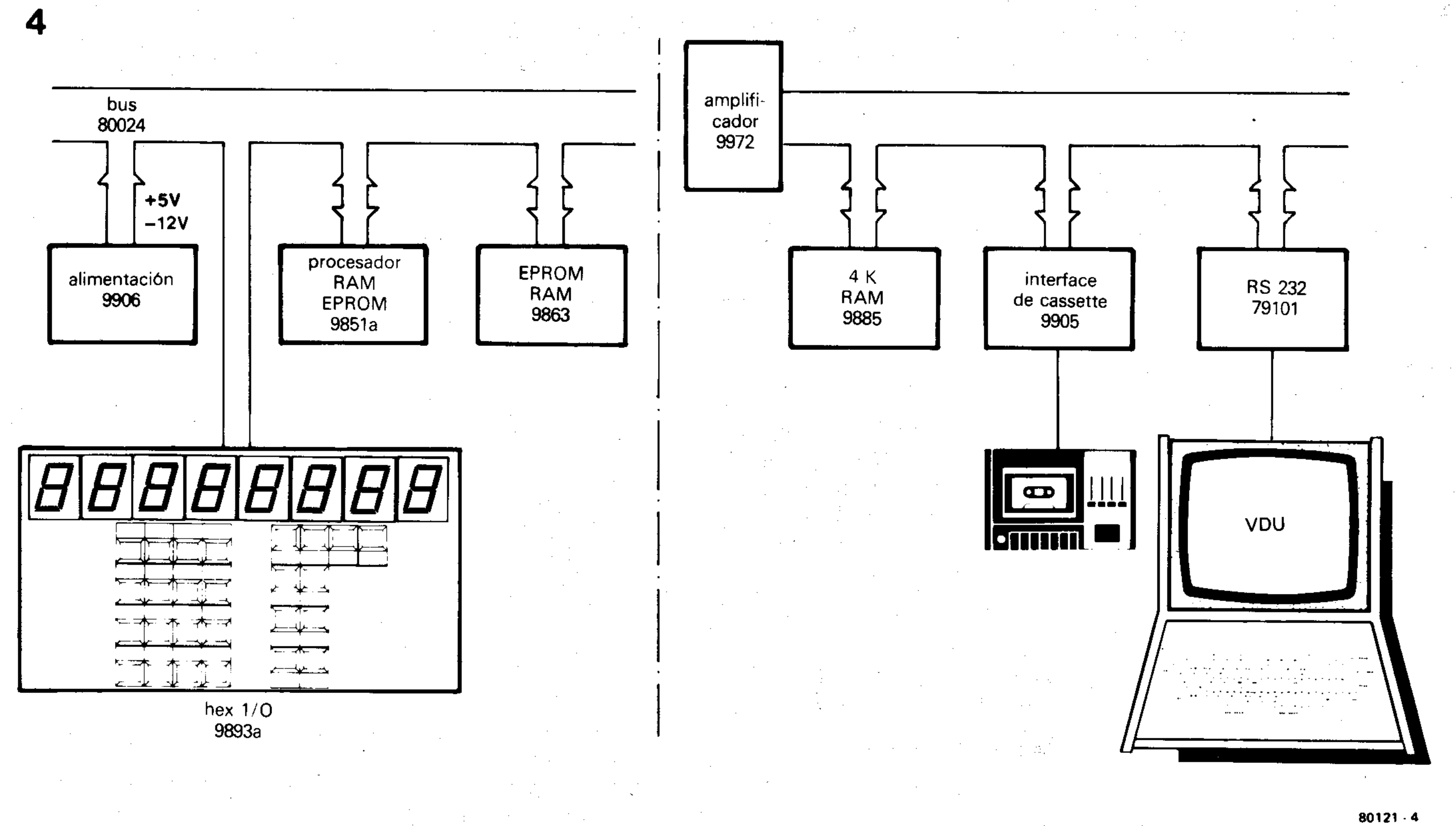


Figura 4. — El sistema SC/MP pequeño (utilizando placas diferentes).

por Elektor hasta la fecha. El SC/MP es el primero que se desarrolló y tiene en estos momentos grandes posibilidades de ser ampliado y/o modificado. Asimismo destaca por sus valores didácticos el Computador de Juegos para TV es adecuado para aquellos que quieran ver en una pantalla los resultados de su trabajo de programación. El Junior Computer es el último desarrollo de Elektor y sus posibilidades permiten satisfacer a principiantes y a expertos. Sobre

él haremos especial hincapié en los próximos meses en la edición española de Elektor; así como también publicaremos dos libros sobre el Junior Computer que permitirán desarrollar un sistema de computador personal de gran capacidad.

¿Qué nos traerá el futuro?

Puede estar seguro de que Elektor prepara

continuamente mejoras y accesorios para estos sistemas u otros que salgan en el futuro. ¿Qué le parecería un compilador PASCAL para el Junior Computer o un sistema completo de cassette para ordenador? Hay rumores también sobre un nuevo sistema VDU con un televisor no modificado. Incluso puede salir un nuevo sistema... ¿Quién sabe? En todo caso, le aconsejamos que siga puntualmente este espacio de nuestra revista. ¡Espere y verá!

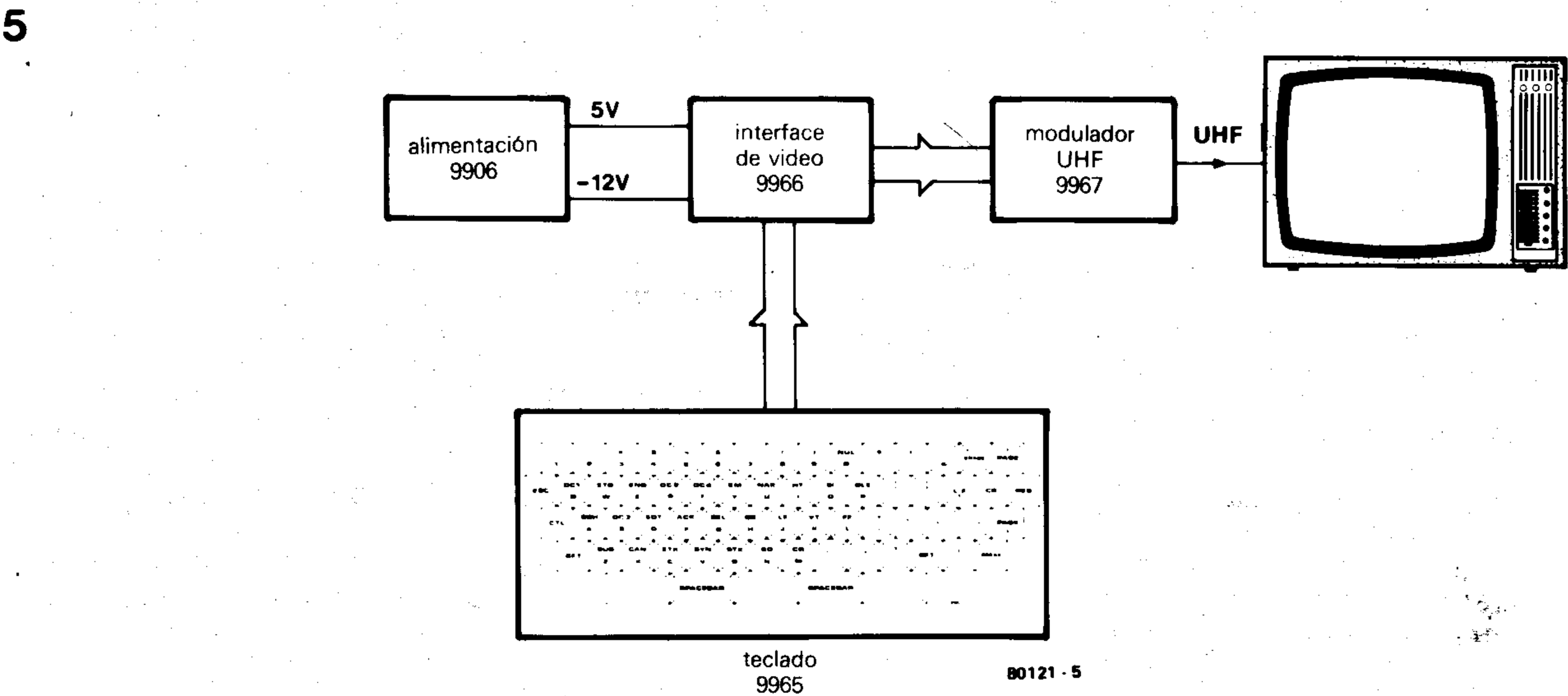
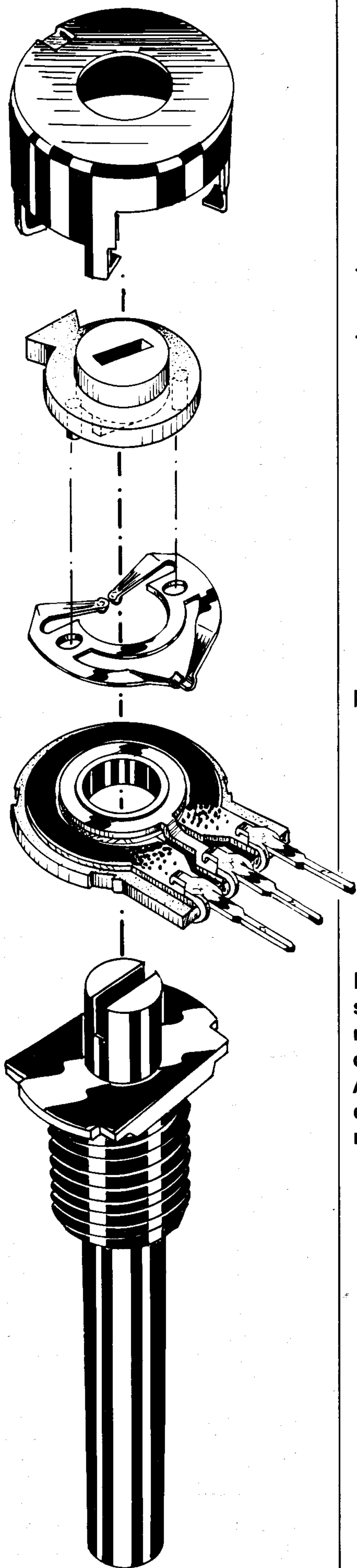


Figura 5. — Puede construirse también un terminal con ayuda de las placas de circuito impreso de Elektor. De esta forma pueden hacerse visibles 16 filas de 64 caracteres en la pantalla de un televisor normal sin modificar.



potenciómetros «a medida»

potenciómetro + resistencia(s) = potenciómetro modificado

La mayoría de los potenciómetros tienen una curva de respuesta sencilla, ya sea lineal o logarítmica. Esto es suficiente en la mayoría de las aplicaciones, pero a veces se tiene necesidad de curvas características particulares que no existen en el mercado. Afortunadamente no es excesivamente difícil modificar la característica de un potenciómetro añadiendo una o dos resistencias fijas. Este es el tema que tratamos en este artículo.

Las indicaciones «lin» o «log» en un potenciómetro hacen referencia a la ley (lineal o logarítmica) de variación de la resistencia añadida entre el cursor y uno de los extremos del potenciómetro, al desplazar el cursor a lo largo de la pista. Esta ley se presenta frecuentemente en un gráfico en donde se expresa la resistencia entre el cursor y el tope de la pista, en porcentaje sobre la resistencia total, y se dibuja en función de la posición del cursor.

Hay aplicaciones donde esta curva característica no tiene demasiada importancia, aunque no son muchas. En la mayoría de los casos, el tipo de ajuste que se requiere para esa aplicación obliga a una determinada característica «ideal». Por consiguiente, habrá que encontrar o «contruir» un potenciómetro que realmente tenga esa característica.

Los tres tipos de características más comunes pueden verse en la figura 1. La posición del cursor (tanto para potenciómetros rotativos como para los deslizantes o de «cursor lineal») está representado a lo largo del eje horizontal, en porcentaje de la longitud total de la pista; luego $X = 0$ corresponderá al extremo inferior (el contrario al sentido de las agujas del reloj en los potenciómetros rotatorios) y el $X = 100$ será con el cursor situado en la otra posición extrema. El eje vertical nos da el porcentaje de resistencia entre el cursor y el extremo inferior de la pista.

La característica lineal es la más fácil de dibujar y va desde la resistencia cero en el extremo inferior a la máxima resistencia para el otro extremo (téngase en cuenta que ésta es una característica teórica: aún está por encontrar un potenciómetro que nos dé resistencia cero en uno de sus extremos...). Los potenciómetros marcados con la expresión «log» deben tener una característica llamada logarítmico positiva; ésta es la que figura como «pos-log» en la figura 1. En este caso la atenuación expresada en dB varía linealmente en función de la posición del cursor, es, por tanto, la característica idónea (por ejemplo) para la función de control de volumen sonoro. Por último, una característica menos conocida es la del potenciómetro antilogarítmico, «neg-log» en la figura 1. Como puede verse es la imagen en el espejo de la línea logarítmica normal; esto puede ser útil en ciertos circuitos de control de tono, por ejemplo.

Esto es todo con respecto a las características teóricas. ¿Qué hay acerca de los potenciómetros reales? Bien... las figuras 2 y 3 nos dan los resultados para una serie completa de potenciómetros logarítmicos y lineales, respectivamente. Las curvas correspondientes a las lineales son bastante malas, pero ¡las de los logarítmicos son horribles!

¿Y si añadimos una o dos resistencias...?

Las resistencias fijas pueden añadirse entre el cursor y cualquiera de los dos extremos del potenciómetro (o los dos), como se ve en la figura 4. El resultado es siempre un potenciómetro, pero su curva de respuesta puede ser extraña o maravillosa y eso dependerá de la relación existente entre la resistencia total del potenciómetro y la(s) resistencia(s) fija(s).

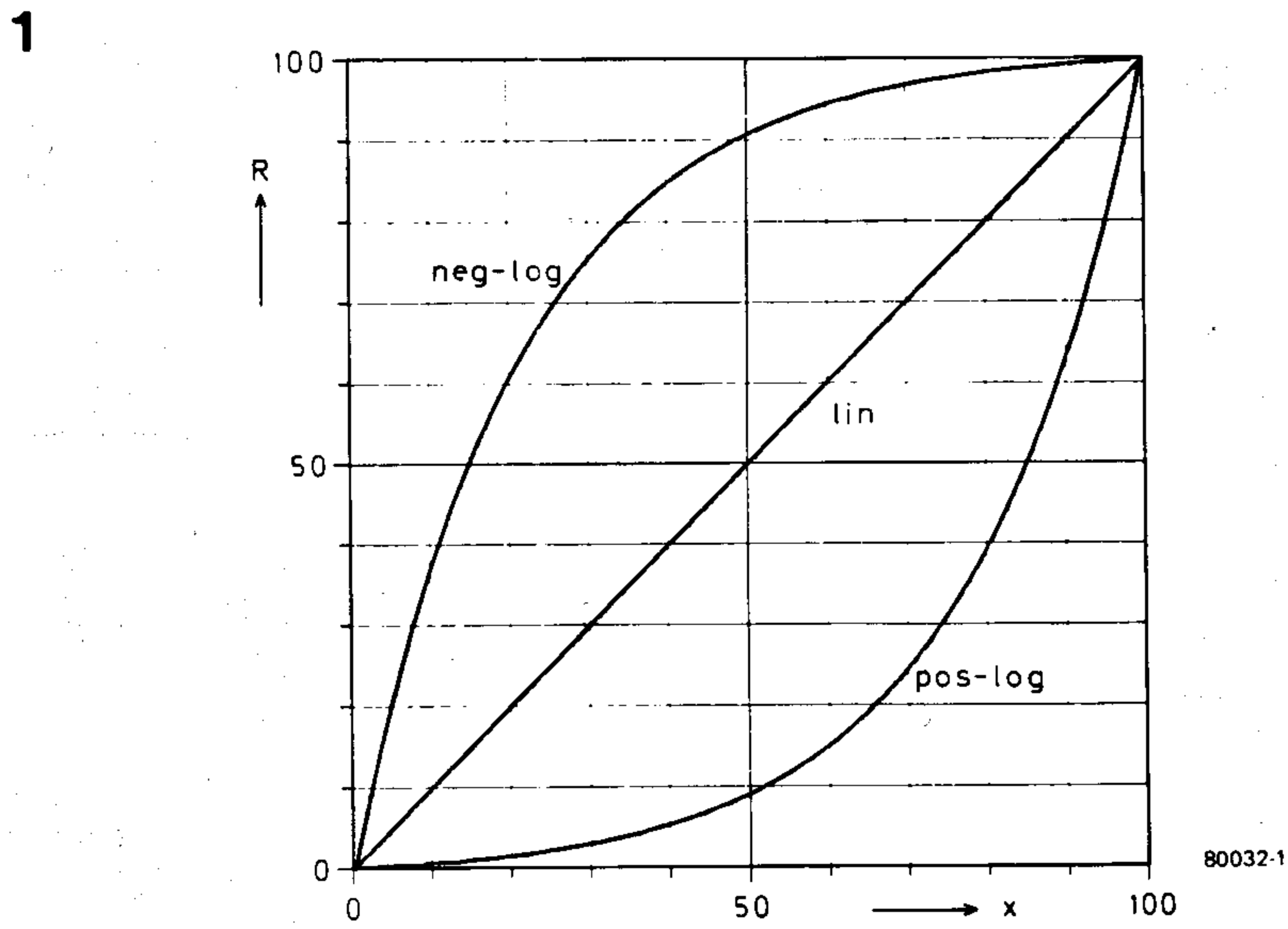


Figura 1.—Tres son los tipos de potenciómetros que se utilizan normalmente: lineales, logarítmicos (pos-log) y antilogarítmicos (neg-log).

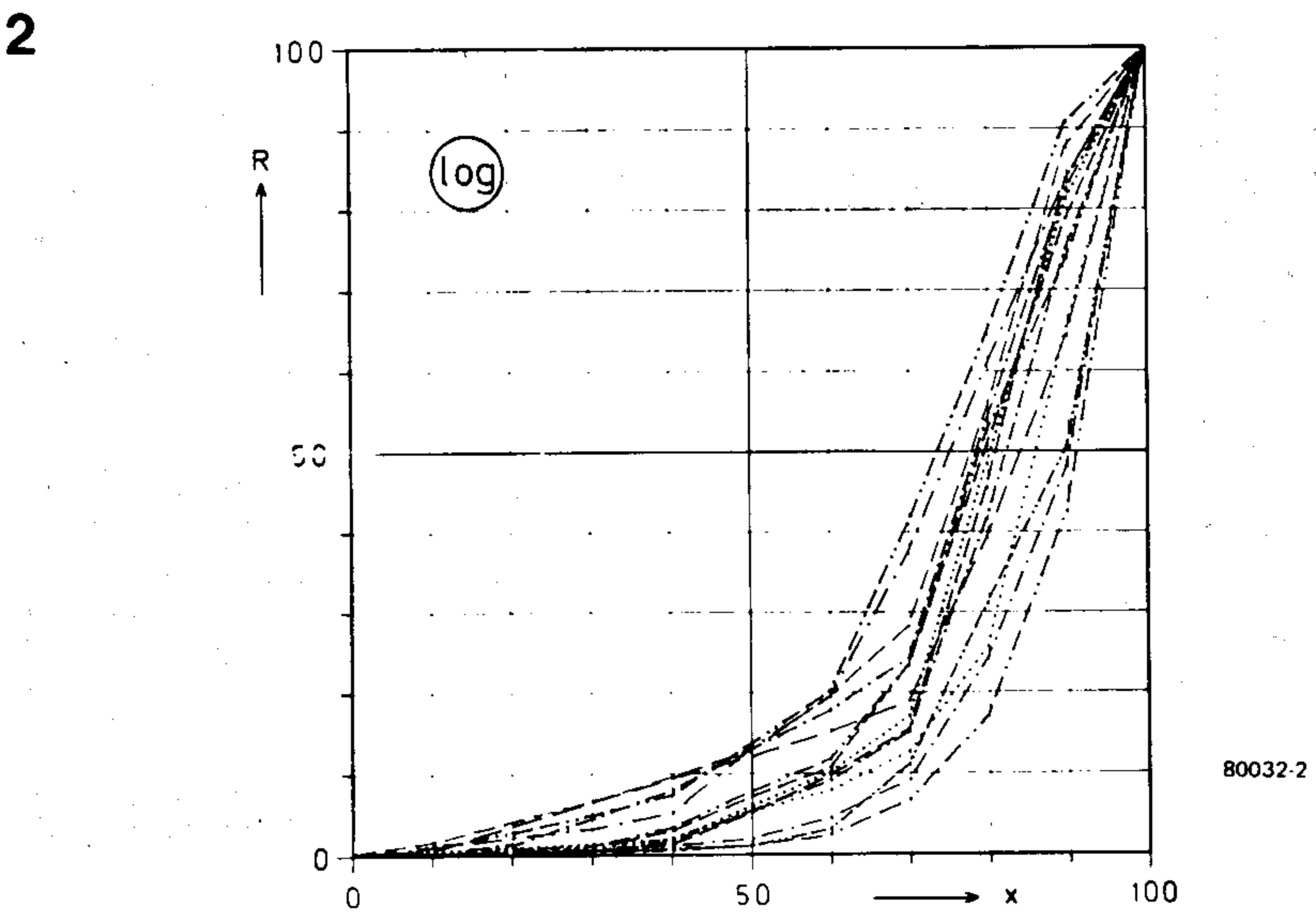


Figura 2.—Las curvas características (o de respuesta) de los llamados logarítmicos pueden tener una gran variedad de formas. En la práctica, la característica se puede aproximar más o menos (más menos que más, frecuentemente) por medio de tramos de líneas rectas.

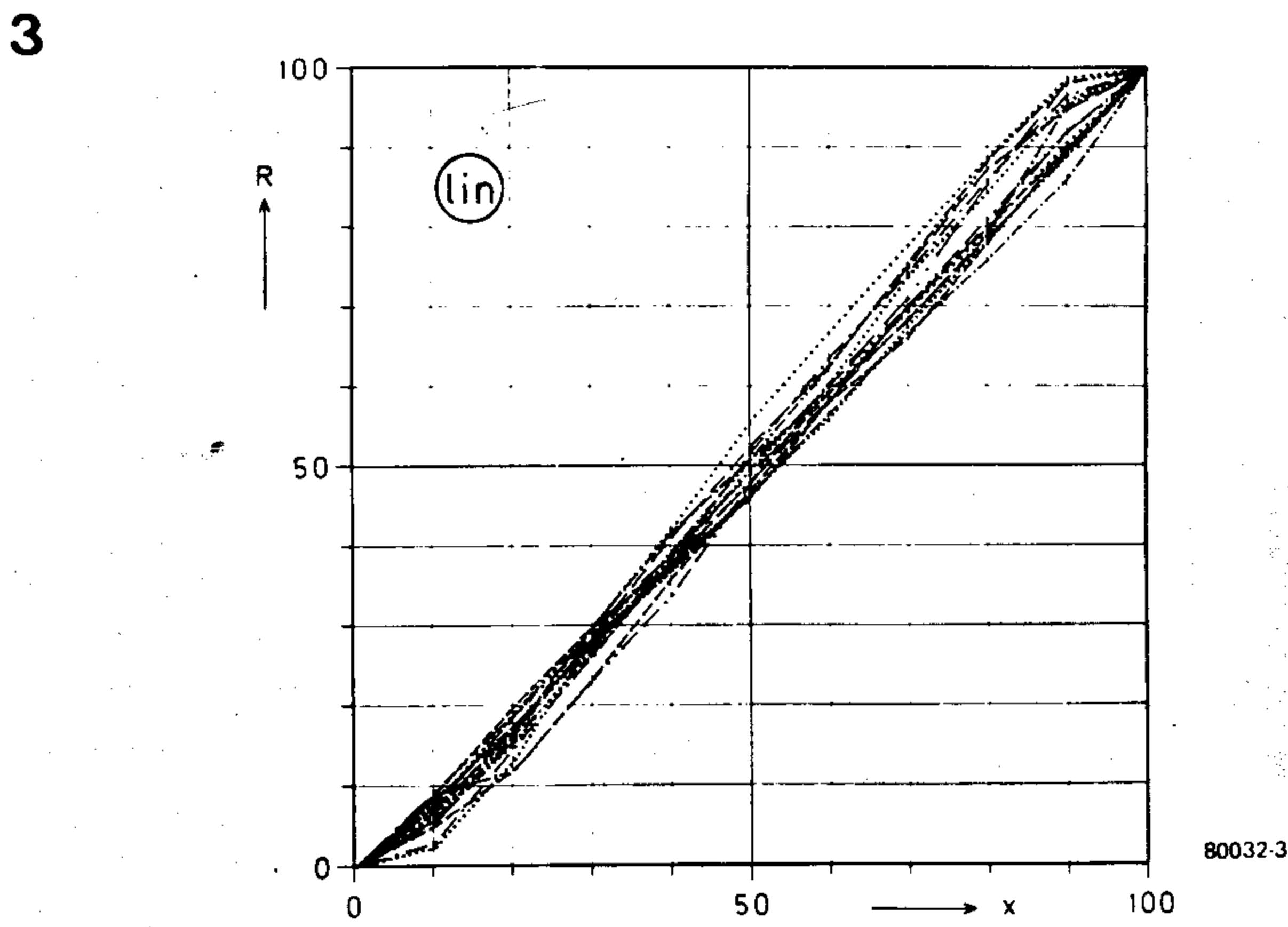


Figura 3.—Los potenciómetros lineales son frecuentemente los mejores. Sin embargo, tienen sus principales problemas en las proximidades de los dos extremos.

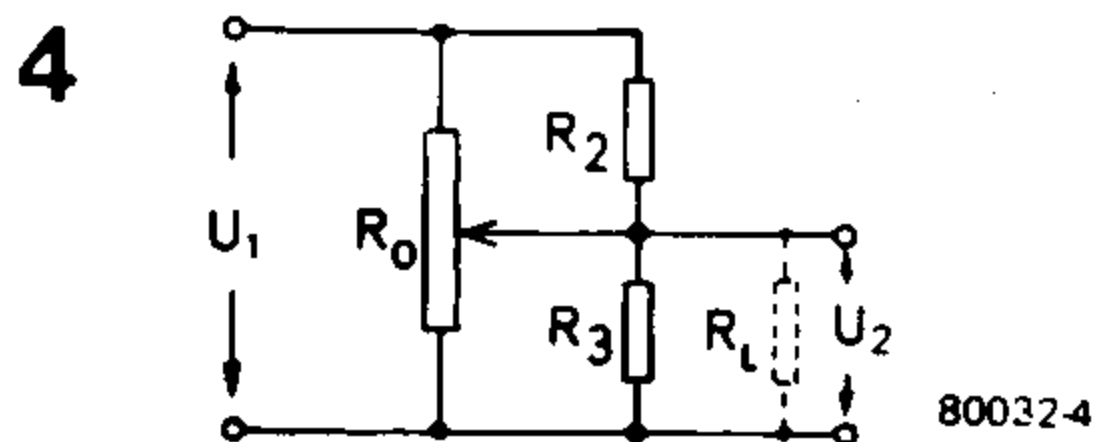


Figura 4. — Pueden añadirse una o dos resistencias fijas entre el cursor y uno de los dos extremos (o los dos). ¡Los resultados pueden ser sorprendentes!

Los distintos resultados obtenidos se traducen en una serie fascinante de curvas. La figura 5, por ejemplo, nos presenta lo que puede obtenerse añadiendo una resistencia fija a un potenciómetro lineal. Tomaremos el valor de la resistencia total del potenciómetro como de 100 unidades, y expresaremos el valor de la resistencia fija como porcentaje de la del potenciómetro. $R = 25$ querrá decir entonces que el valor de la resistencia es del 25 por 100 del valor de la resistencia del potenciómetro: así, por ejemplo, si el potenciómetro es de 470 k, la unidad fija puede ser 120 k. En la figura 5, el conjunto de líneas de la mitad superior izquierda corresponden a la disposición consistente en colocar la resistencia fija (R_2) entre el tope superior del potenciómetro y el cursor. Las líneas discontinuas nos muestran el resultado de colocar la resistencia fija (R_3) entre el cursor y el tope inferior. Nótese que para $R = 10$ (lo que quiere decir una décima parte de la resistencia total del potenciómetro) las dos líneas se aproximan a las características antilogarítmicas y logarítmicas respectivamente. Esto significa que un potenciómetro lineal de 4k7 puede ser convertido en uno logarítmico añadiéndole una resistencia de 470 ohm entre el cursor y el tope inferior. Los resultados teóricos de añadirle a un potenciómetro logarítmico una resistencia fija se ven en la figura 6. Para $R_2 = 10$ la línea superior es una buena aproximación a la característica lineal. Si alguien tiene ganas de comprobarlo remítase a la figura 2.

¿Y qué pasa si se añaden 2 resistencias? Los resultados (ver figuras 7 y 8 para los potenciómetros lineales y logarítmicos, respectivamente) son cuando menos intrigantes. En estas curvas una resistencia tiene el valor de un 25 por 100 del valor de la resistencia total del potenciómetro y los resultados se dan para varios valores de la otra; los circuitos representados en las esquinas superior izquierda e inferior derecha corresponden a las líneas continuas y discontinuas, respectivamente. Finalmente, las figuras 9 y 10 nos dan una idea de lo que puede ocurrir si las dos resistencias tienen el mismo valor, haciéndolo variar desde el 10 por 100 del valor de la resistencia total del potenciómetro hasta el 100 por 100. Obviamente todas estas curvas pasan por el punto «mitad» del potenciómetro (donde el cursor está en el valor medio de la resistencia del potenciómetro). Si alguien desea un control más preciso sobre la zona intermedia y uno más grueso en los extremos debería considerar la disposición para $R_2 = R_3 = 10$ de la figura 9.

¿Y si añadimos una resistencia o dos, hemos dicho? Los resultados los acabamos de ver. Sin embargo, pueden ocurrir otras dos cosas que no se deducen fácilmente de las

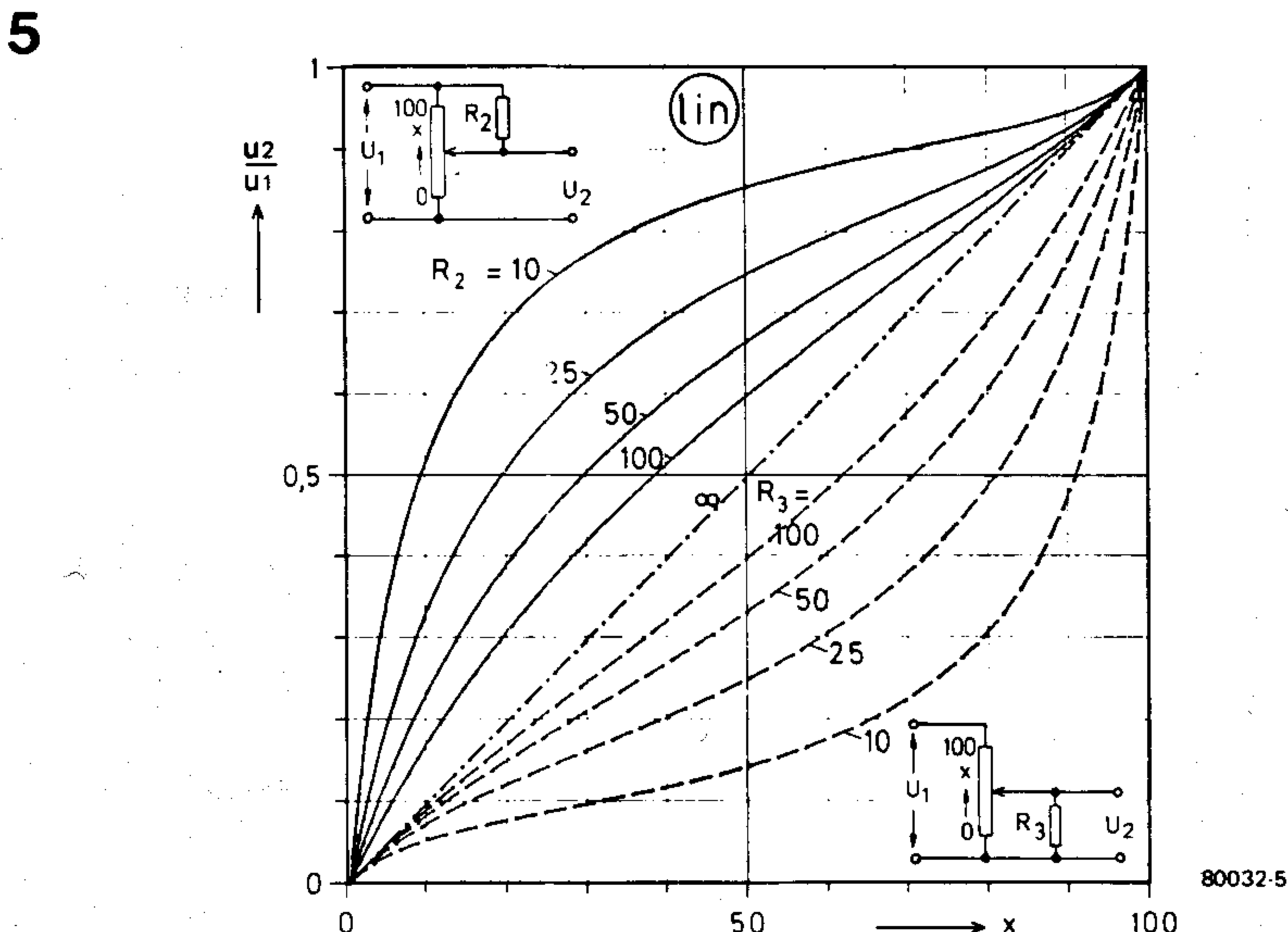


Figura 5. — Estas curvas pueden obtenerse «injertando» una resistencia fija a un potenciómetro lineal.

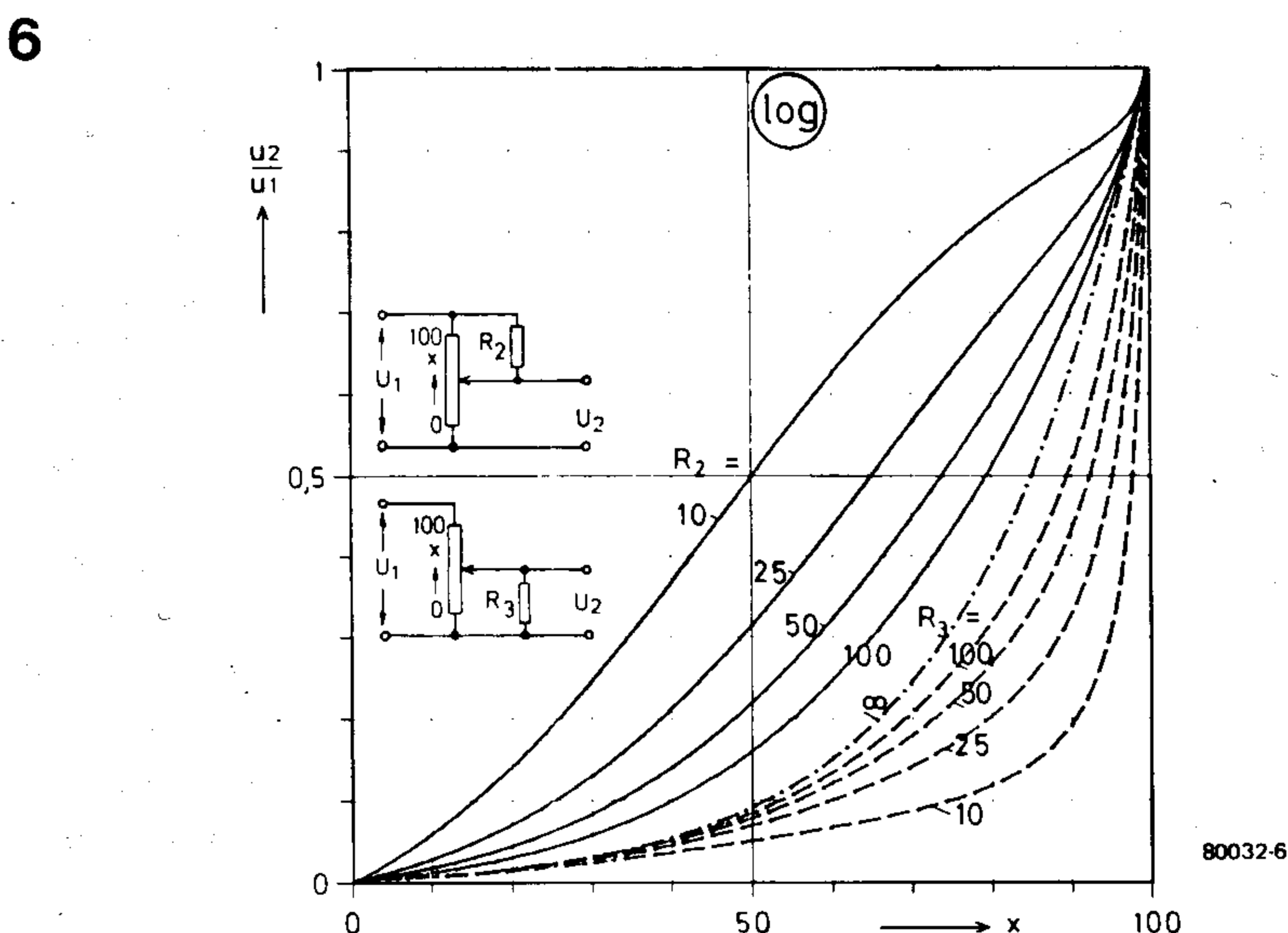


Figura 6. — Supuesto que disponemos de potenciómetros logarítmicos con una característica logarítmica teóricamente perfecta, estas son las curvas que se pueden obtener añadiéndoles una resistencia fija.

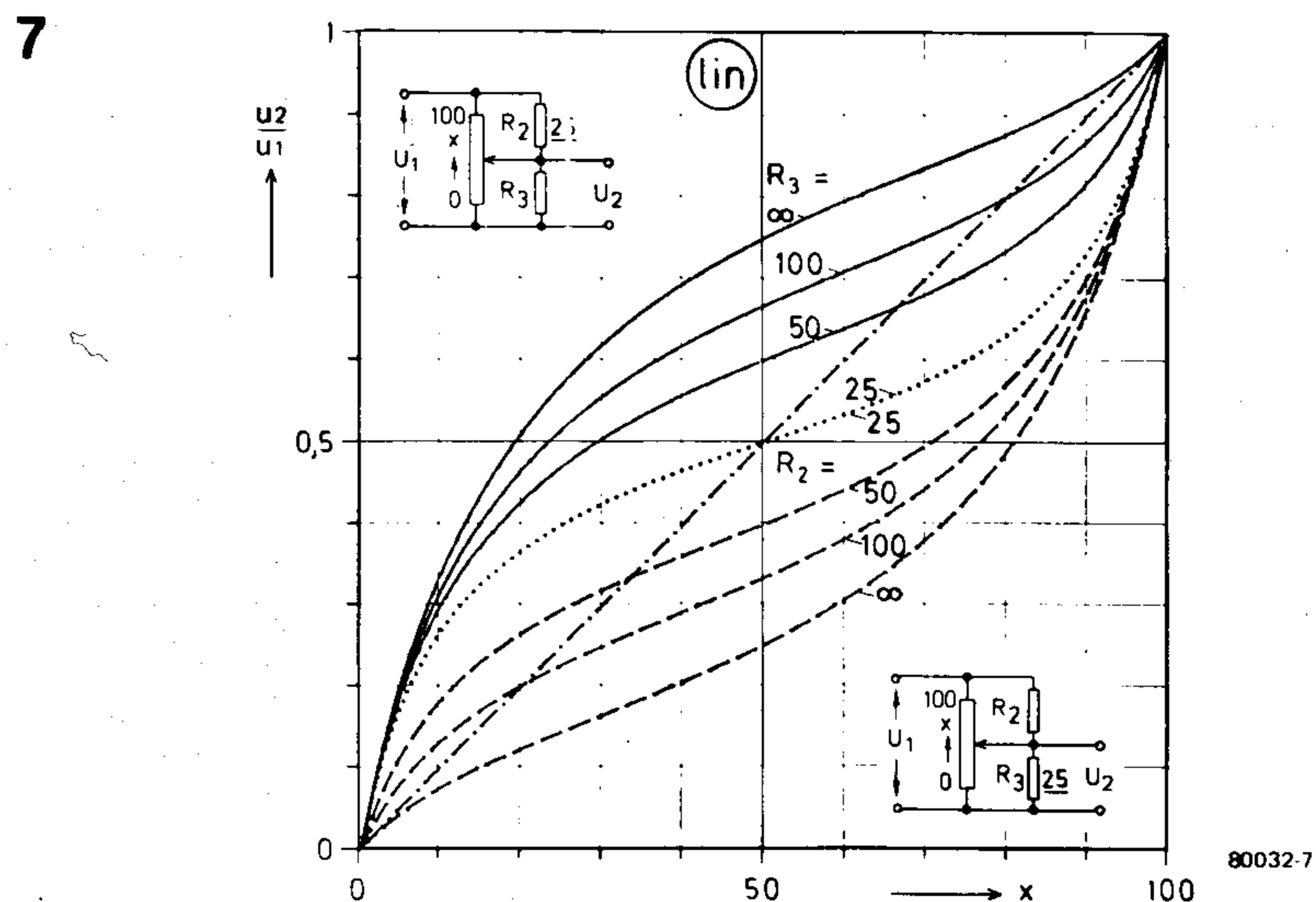


Figura 7. — Utilización de dos resistencias fijas y un potenciómetro lineal. Las líneas continuas corresponden a la situación en donde la R_2 es fija, e igual a 1/4 del valor de la resistencia total del potenciómetro; las líneas discontinuas se obtienen manteniendo fija R_3 y haciendo variar R_2 .

8

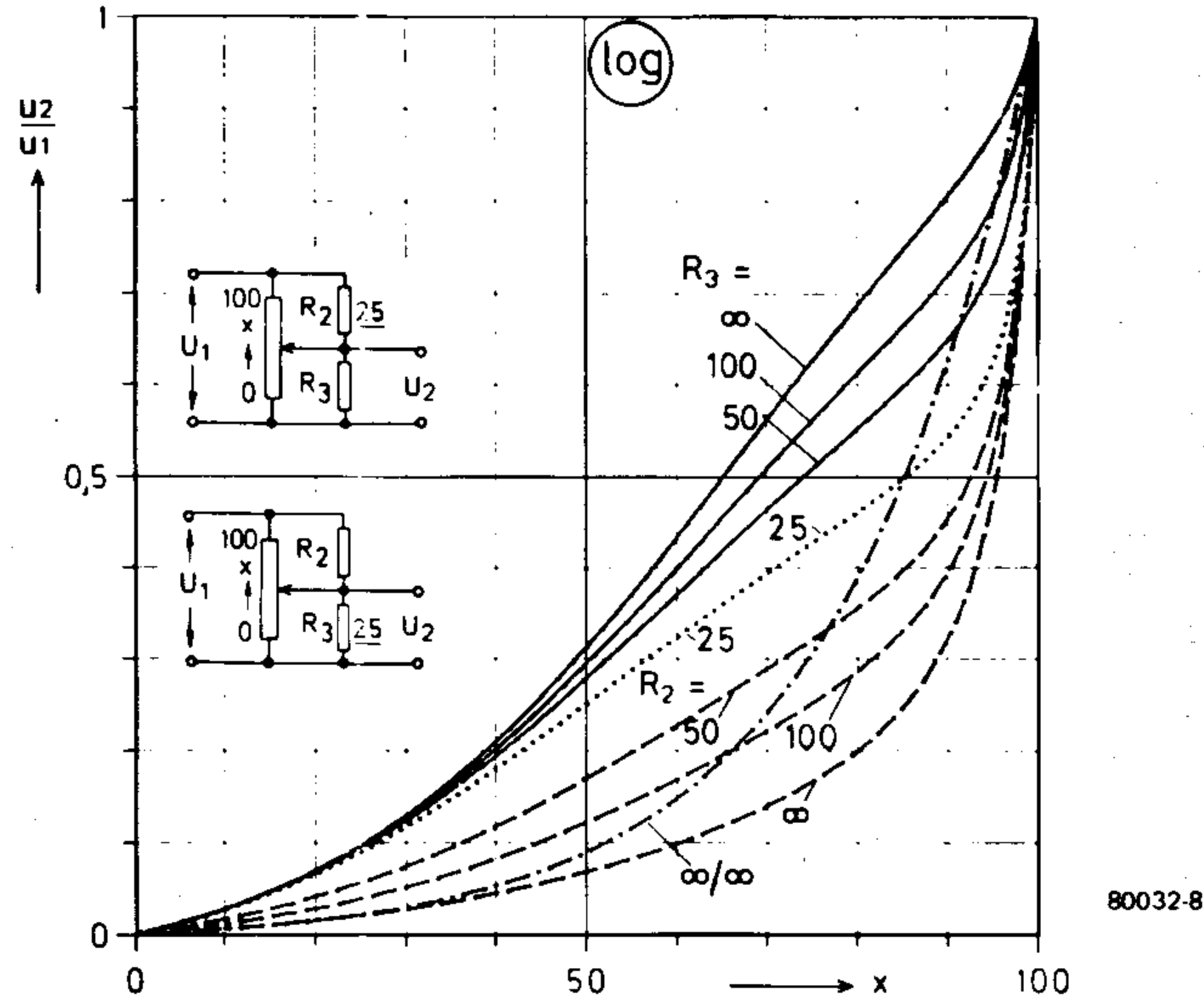


Figura 8. — Con un potenciómetro logarítmico y dos resistencias se puede producir este intrigante conjunto de líneas. Como antes, las líneas continuas son válidas para el caso en que R2 es fija y R3 varía, y las líneas a trazos se obtienen cuando R3 se fija a 1/4 del valor total del potenciómetro. Se ha dibujado también, como referencia, una curva de variación logarítmica.

9

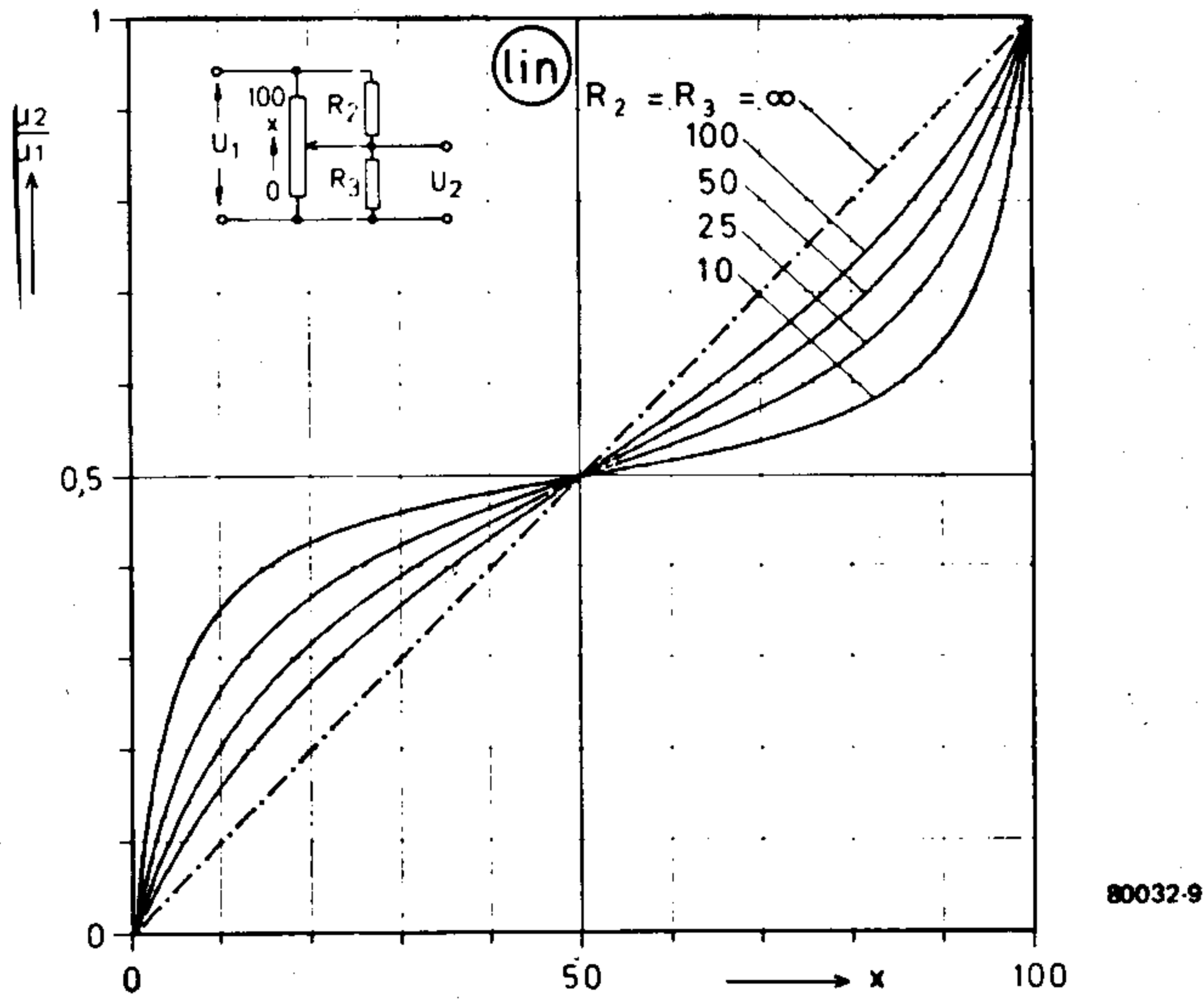


Figura 9. — Conjunto de curvas correspondiente a un ponteciómetro lineal y dos resistencias iguales.

10

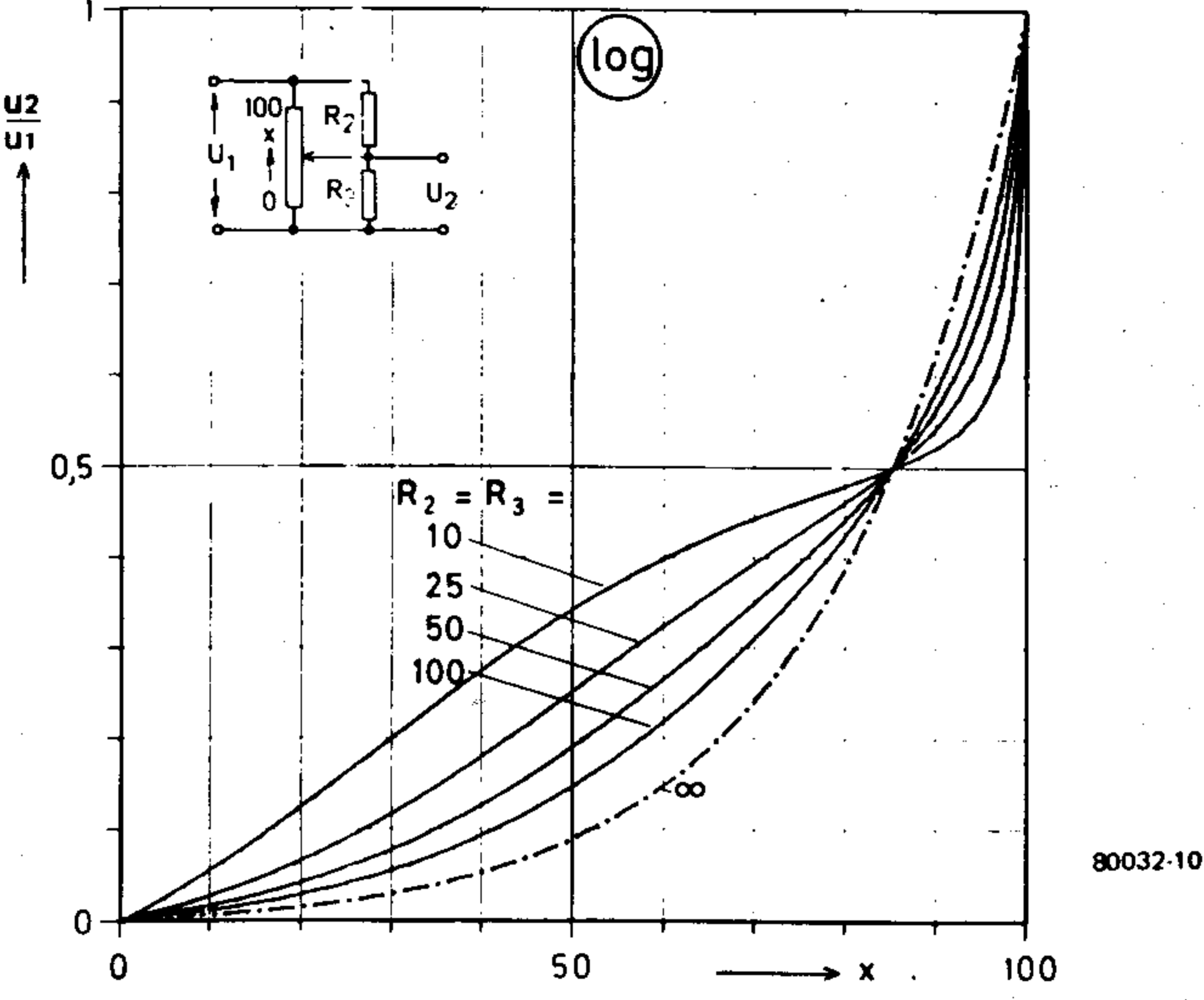
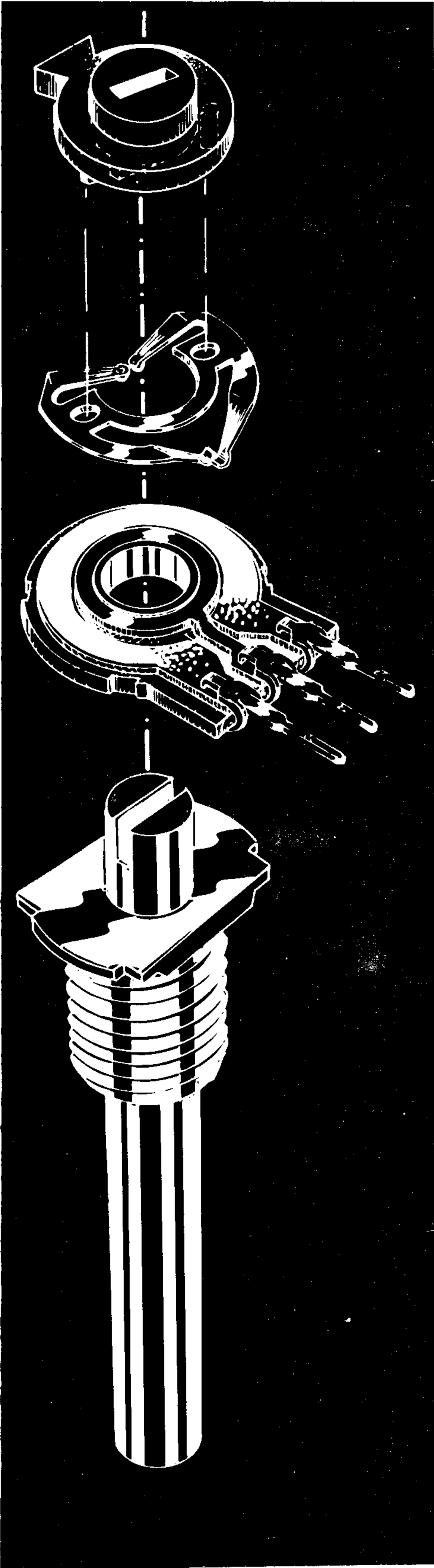


Figura 10. — Similar al caso anterior. Dos resistencias iguales en combinación con un potenciómetro logarítmico.

figuras: que el valor de la resistencia total del potenciómetro modificado no sea constante o que éste se vea reducido, con lo que los pasos siguientes del circuito pueden empezar a funcionar mal. Consideremos, por último, que los resultados dados para resistencias fijas entre el cursor y el tope inferior del potenciómetro deben tomarse con precaución. Puede suceder algo similar al caso en que a un potenciómetro de valor relativamente alto le sigue un circuito de impedancia relativamente bajo.



soldador de temperatura controlada

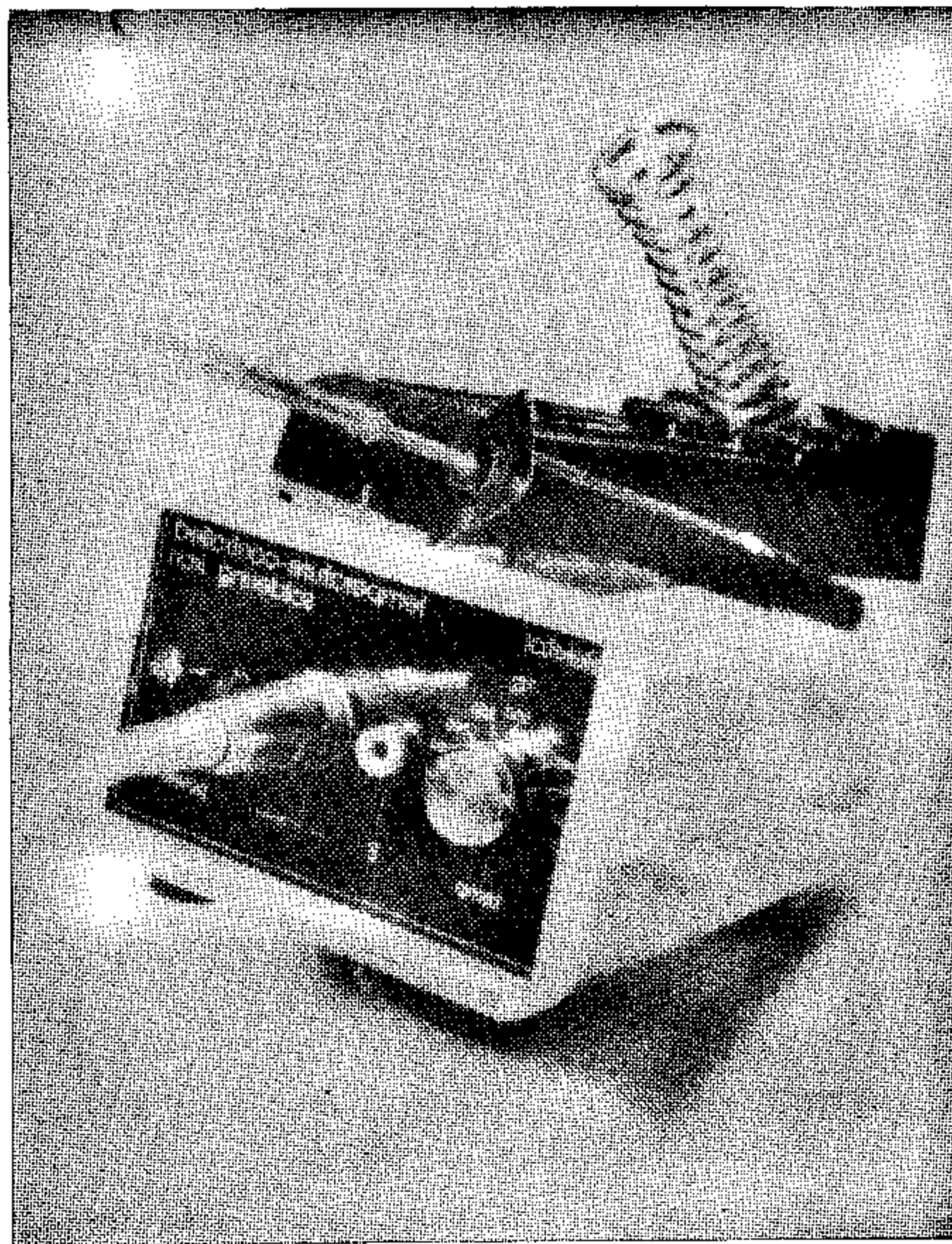
Desde los días en que los soldadores se calentaban sobre hornillos de gas el diseño de esta indispensable herramienta ha sufrido una gran revolución. Hoy en día hay una gran variedad de tipos (tanto en lo referente a potencia como a tamaño, forma y composición de la punta), lo que permite seleccionar el más adecuado a cada aplicación concreta. A pesar de la gran cantidad de diferentes soldadores, es fácil distinguir dos tipos básicos denominados «de calentamiento continuo» y de «temperatura controlada». Con respecto al primero, el elemento calefactor (la resistencia) está conectada continuamente a la red, lo que provoca que el soldador se caliente excesivamente precisamente cuando no está siendo utilizado.

Esto significa que la primera soldadura que hagamos después de haber estado el soldador «sin trabajar» durante un rato probablemente quedará algo defectuosa, debido a sobrecalentamiento; además, incurriremos en el riesgo de deteriorar el componente. Si intentamos solucionar este problema utilizando un soldador de menor potencia existirá el peligro de que (bajo condiciones de trabajo intenso) no sea capaz de producir el calor suficiente para mantener un valor adecuado de la temperatura de la punta, produciendo soldaduras frías. Otra desventaja de los soldadores de calentamiento constante es que su tendencia al sobrecalentamiento acorta la vida efectiva de la punta y ocasiona una reducción en la capacidad de trabajo del soldador.

En cambio, los soldadores de temperatura controlada no tienen ninguna de estas desventajas. La única razón por la cual aún no han desplazado totalmente a los de temperatura constante es que su precio es muy superior al de éstos. Sin embargo, con la actual tendencia hacia la miniaturización y mayor sensibilidad de los componentes, la decisión de adquirir un soldador de temperatura controlada debe ser considerada como una inversión a largo plazo (especialmente si se considera el ahorro que resulta de la construcción de la unidad de control por el propio aficionado).

Los soldadores controlados térmicamente no sólo son capaces de mantener constante la temperatura de la punta (dentro de un margen de pocos grados centígrados), sino que son capaces, además, de variar la temperatura en función de las necesidades concretas de cada caso. Diseñar una unidad de control adecuada para esta función, a un coste razonable para un constructor amateur, no es sencillo. Sin embargo, el circuito

Los soldadores con control electrónico de temperatura ofrecen una serie de ventajas frente a los tradicionales de calentamiento continuo: los componentes delicados se hallan, con ellos, más protegidos frente a los posibles daños producidos por un exceso de calor; se pueden utilizar potencias más altas, eliminando de este modo el peligro de las soldaduras frías cuando se trabaja intensamente con el soldador; y, por último, se prolonga la vida tanto de la resistencia como de la punta. El siguiente circuito es una unidad de control de temperatura de sencilla construcción y que utiliza componentes corrientes. Este circuito es apropiado para soldadores que lleven incluido un sensor en su punta (aunque no son muy corrientes, en algunos establecimientos especializados los tienen).

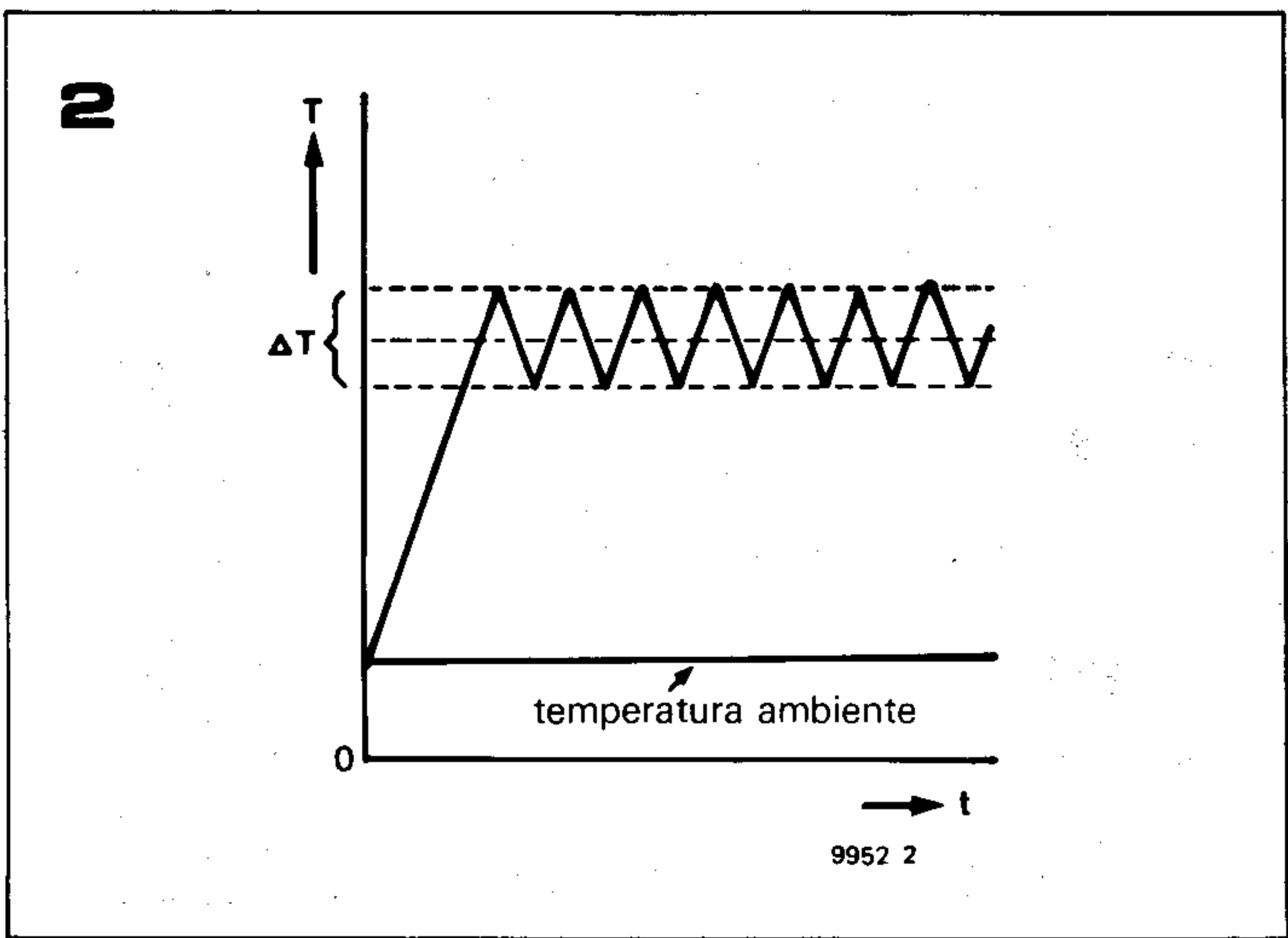
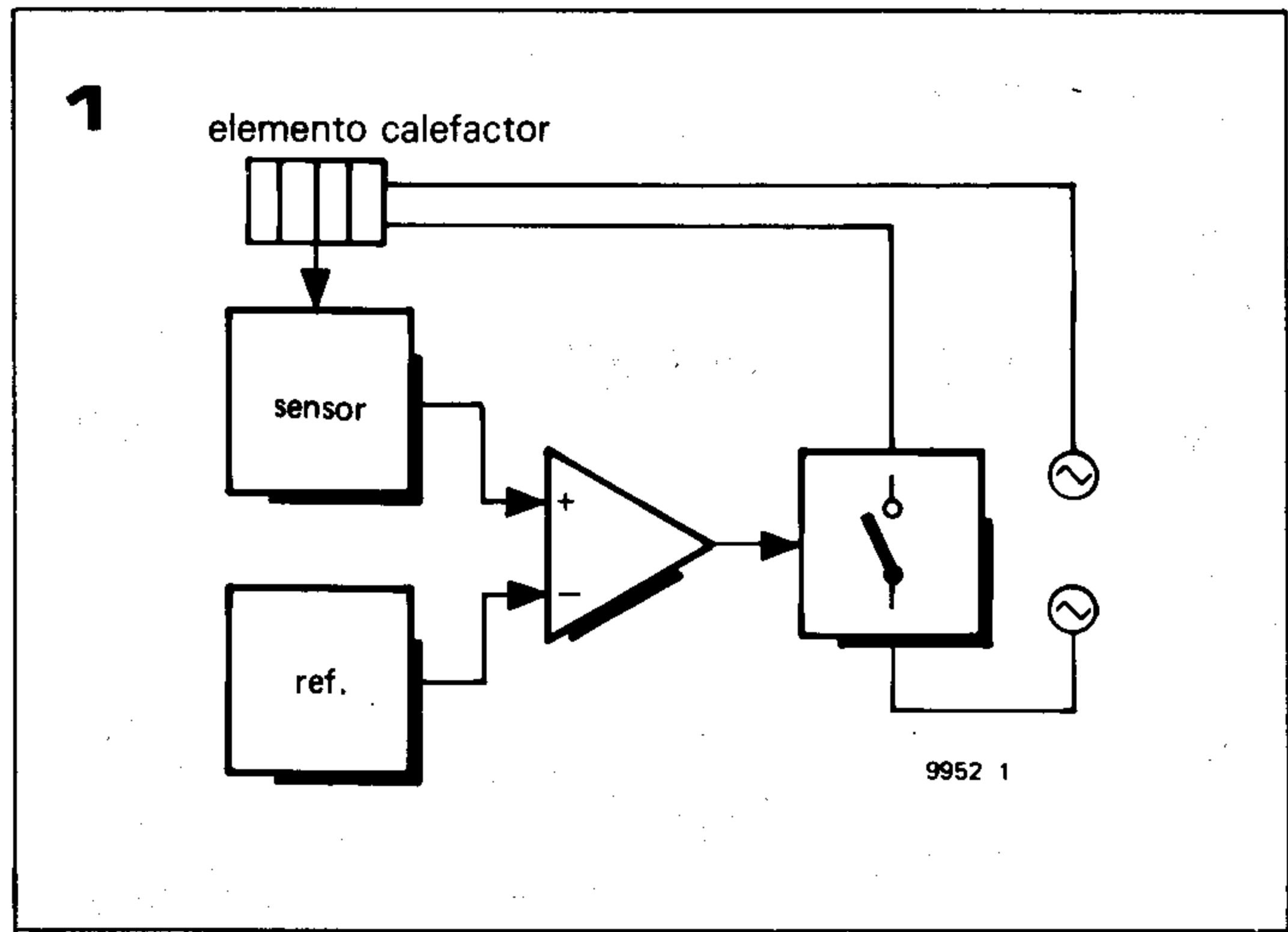


que se describe en este artículo cumple todos los criterios de diseño y su precio no resulta exagerado. *La unidad de control está diseñada para ser utilizada en combinación con un soldador equipado con un sensor de calor adyacente al extremo de la punta.*

Unidad electrónica de control

La base de la unidad de control térmico se puede ver en el diagrama de bloques de la figura 1.

Un sensor montado en el soldador y tan cerca de la punta como sea posible nos proporcionará una tensión que será proporcional a la temperatura de ésta. Esta tensión se compara con una tensión de referencia (variable) y por medio de un comparador cuya salida ataca un interruptor que controla el paso de corriente al elemento calefactor del soldador. Por tanto, cuando la tensión del sensor está por debajo de la tensión de referencia el interruptor se cierra, fluye la corriente y la temperatura de la punta se incrementa; cuando se alcanza la temperatura deseada la salida del comparador cambiará de estado, abriendo el interruptor y, por tanto, interrumpiendo el flujo de corriente hacia el elemento calefactor (resistencia). La temperatura de la punta caerá de nuevo hasta llegar a la tensión de umbral del comparador, calentándose entonces de nuevo y volviéndose a abrir el interruptor de control. De este modo la temperatura de la punta puede ser mantenida dentro de un cierto margen fijo. La histéresis (o retraso) entre un cambio en la temperatura y el correspondiente cambio en la tensión del sensor está determinada por la inercia térmica del propio sensor y la conductividad térmica de la punta (la cual dependerá de la clase y composición de ésta). La desviación que se produce con respecto a la temperatura nominal de la punta es el resultado de la histéresis del sistema de control y puede observarse en la figura 2. Como puede verse, la temperatura de la punta oscila alrededor del valor preseleccionado para la temperatura; la inclinación de la parte creciente de la onda triangular está determinada básicamente por la potencia del elemento calefactor (resistencia), mientras que la de la parte decreciente dependerá de la forma en que se pierde el calor en la atmósfera, de la soldadura, de la placa del circuito impreso, etc. Sin embar-



go, en la práctica, la temperatura de la punta se desvía muy poco de la temperatura nominal deseada, por lo que se puede hablar de una temperatura de trabajo del soldador.

En cuanto a la elección del sensor de calor se pueden considerar varias posibilidades. La firma Weller fabrica, por ejemplo, un sensor de calor que utiliza una poco conocida propiedad de los materiales magnéticos. Por encima de una cierta temperatura, conocida como el punto de Curie, un material ferromagnético pierde sus propiedades magnéticas. Esto provoca el cierre de un interruptor y proporciona energía al elemento calefactor. Cuando la temperatura de la punta supera el punto Curie el trozo de material ferromagnético deja de ser atraído por el imán y se abre el interruptor. La única desventaja de este sistema es que necesita una punta distinta con su pieza ferromagnética para cada temperatura de estabilización deseada.

Otros fabricantes utilizan sensores de calor consistentes en un termopar o en una termoresistencia NTC o PTC, formando parte de un circuito puente. Una rama del puente está formada por una resistencia variable con la cual se equilibra el puente. En la práctica esto significa que el margen de temperatura en la punta está determinado por el margen de variación de la resistencia. De los tipos de sensores anteriormente mencionados, el termopar suele ser la elección más recomendable. Las razones de esto se comprenden fácilmente cuando lo comparamos con el sistema de resistencias que dependen de la temperatura. En primer lugar las dimensiones del termopar son más pequeñas que las de las resistencias NTC o PTC, lo que significa que es más fácil montarlo cerca de la punta del soldador y también que por su reducida masa responde más rápidamente a los cambios de temperatura. La respuesta de un termopar (tensión en función de la temperatura) es, como claramente se ve en la figura 3, lineal durante un amplio margen de temperaturas. Las resistencias térmicas NTC y PTC, por otra parte, presentan una relación tensión-temperatura bastante lejana a la lineal. Además, un termopar no tiene corriente de reposo y, por tanto, no generará ningún calor por sí mismo. El punto final a su favor es su menor costo, lo que no es un factor insignificante cuando las temperaturas son del orden de 400° C.

Figura 1. — Diagrama de bloques de una unidad de control térmico para soldadores. La tensión proveniente del sensor es comparada con una tensión variable de referencia. La salida del comparador controla un comparador que conecta o desconecta el elemento calefactor (resistencia) de la corriente.

Figura 2. — Respuesta de una unidad de control térmico. En primer lugar la temperatura crece hasta alcanzar el valor deseado (preseleccionado). Sin embargo, una vez que se ha alcanzado dicho valor la temperatura sigue creciendo debido a la histéresis del sistema, antes de que se produzca la interrupción de corriente al elemento calefactor. Del mismo modo, cuando la temperatura ha bajado hasta su valor nominal, aún continuará bajando durante un tiempo hasta que de nuevo fluya la corriente hacia el elemento calefactor para elevar la temperatura. Por tanto, el valor de la temperatura en la punta del soldador oscilará alrededor del valor preseleccionado. En la práctica, estas variaciones de temperatura no afectan de un modo importante a las prestaciones del soldador, que permanece más o menos en una temperatura de trabajo constante.

La unidad de control de Elektor

En base a los puntos anteriormente mencionados, el punto de partida para la construcción de la unidad de control de Elektor será un soldador de fácil adquisición en el mercado y que disponga de un termopar como sensor del calor. Algunos fabricantes distribuyen de hecho soldadores adecuados para nuestro caso, sin la unidad de control. Por ejemplo, la firma británica Antex produce un soldador de 30 W (el CTC), que lleva incluido un termopar y también un modelo de 50 W (XTC) que se podrá adquirir en breve plazo. También la compañía alemana Ersa dispone de un soldador de 50 W adecuado (TE50).

Para asegurarse de la utilidad real de la unidad de control de Elektor, ésta fue enviada para su valoración a la compañía Antex. Su veredicto se resumió como sigue: «Las prestaciones de la muestra probada son perfectamente adecuadas para el constructor amateur.» Aún más, la unidad de control puede usarse con los soldadores de la mayoría de los otros fabricantes, incluso si llevan como sensores resistencias NTC o PTC (aunque en este caso será necesario hacer algunos cambios en el circuito).

Sin entrar en detalles teóricos, debe tenerse en cuenta que se pueden utilizar diferentes combinaciones de materiales para la construcción de termopares y que cada uno proporcionará diferentes tensiones para la misma temperatura. Para los modelos CTC y XTC, la compañía Antex utiliza un termopar del tipo K, compuesto por níquel-cromo y níquel-aluminio. La figura 3 se obtuvo utilizando esta clase de termopar.

Esquema del circuito

El diagrama completo del circuito de la unidad de control puede verse en la figura 4. A pesar del pequeño número de componentes que utiliza, la función del circuito es relativamente complicada; por esta razón se ha incluido en la figura 5 la forma de las ondas previstas en los principales puntos del circuito.

El primer problema que aparece es la elección del elemento regulador que regula la potencia entregada al soldador. El uso de un relé presentada claras desventajas (fogeo de los contactos, rebotes, etc.), por lo

3

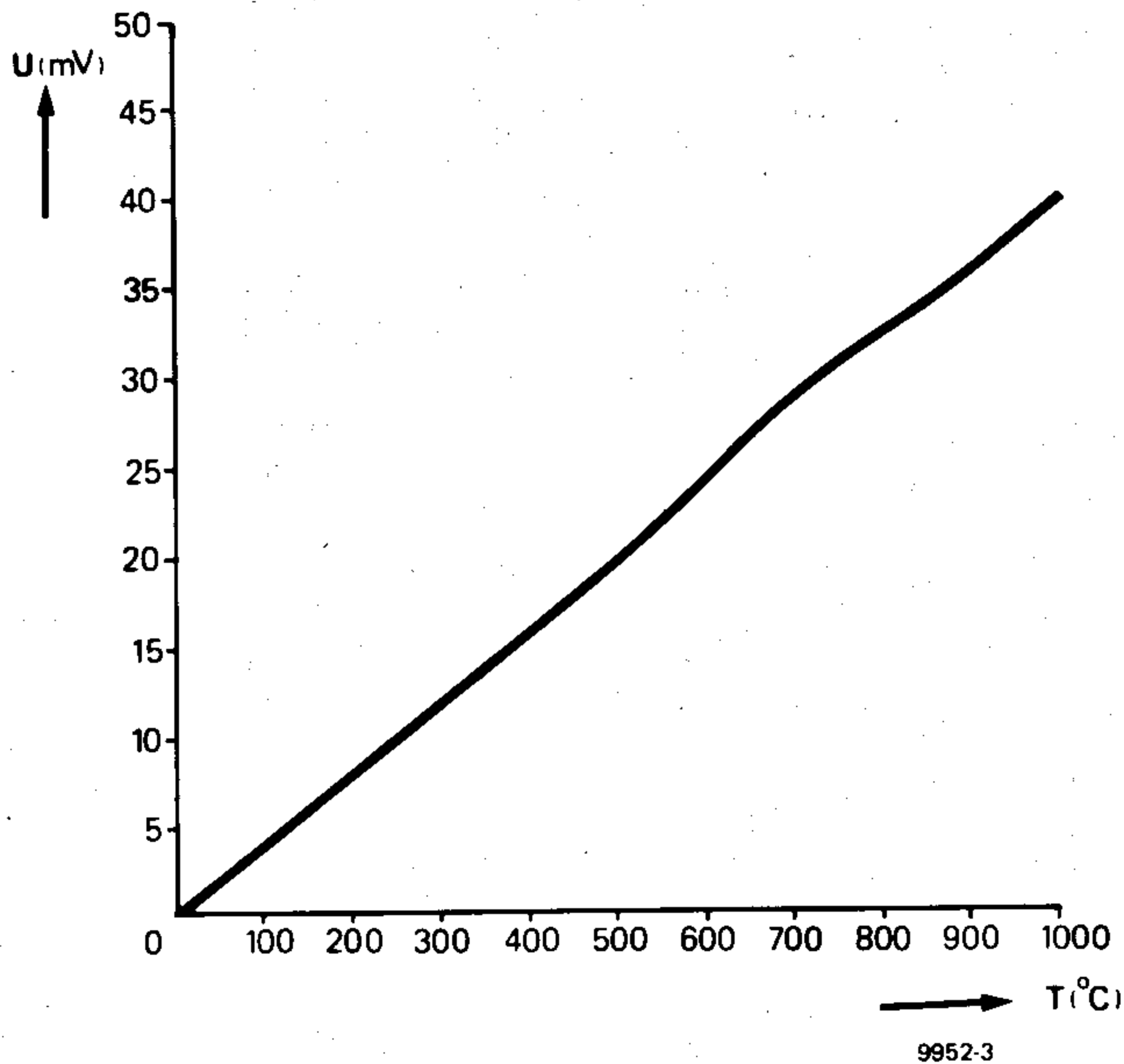
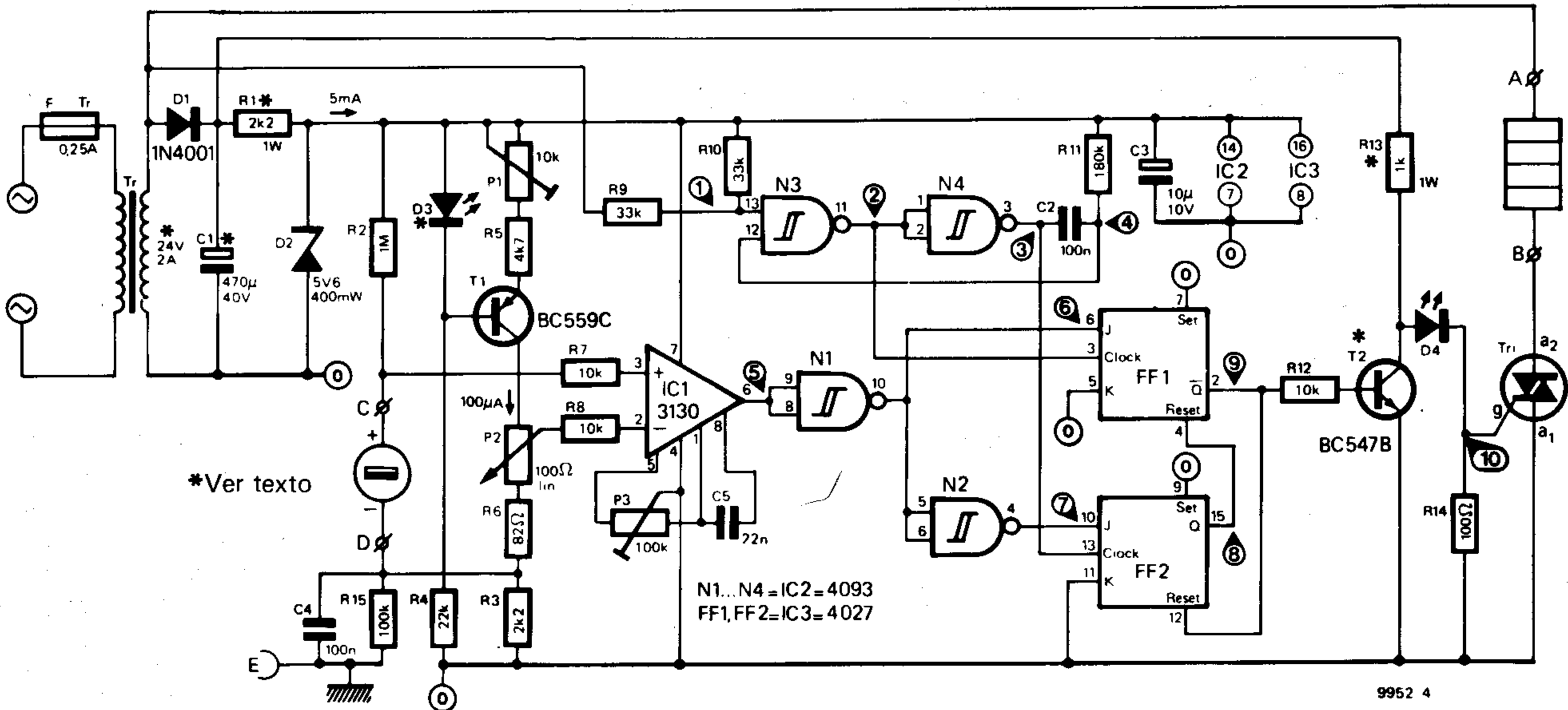


Figura 3.— Curva temperatura-tensión de un termopar níquel/cromo níquel/aluminio (del tipo utilizado en los soldadores de la casa Antex). Como se puede ver, la respuesta es prácticamente lineal para un amplio margen de temperaturas.

Figura 4.— Esquema completo del circuito de la unidad de control térmico de Elektor. Las modificaciones para la versión de 40 V pueden verse en la tabla 1.

Figura 5.— Diagrama de las ondas que se obtienen en los puntos de prueba que están marcados en la figura 4.

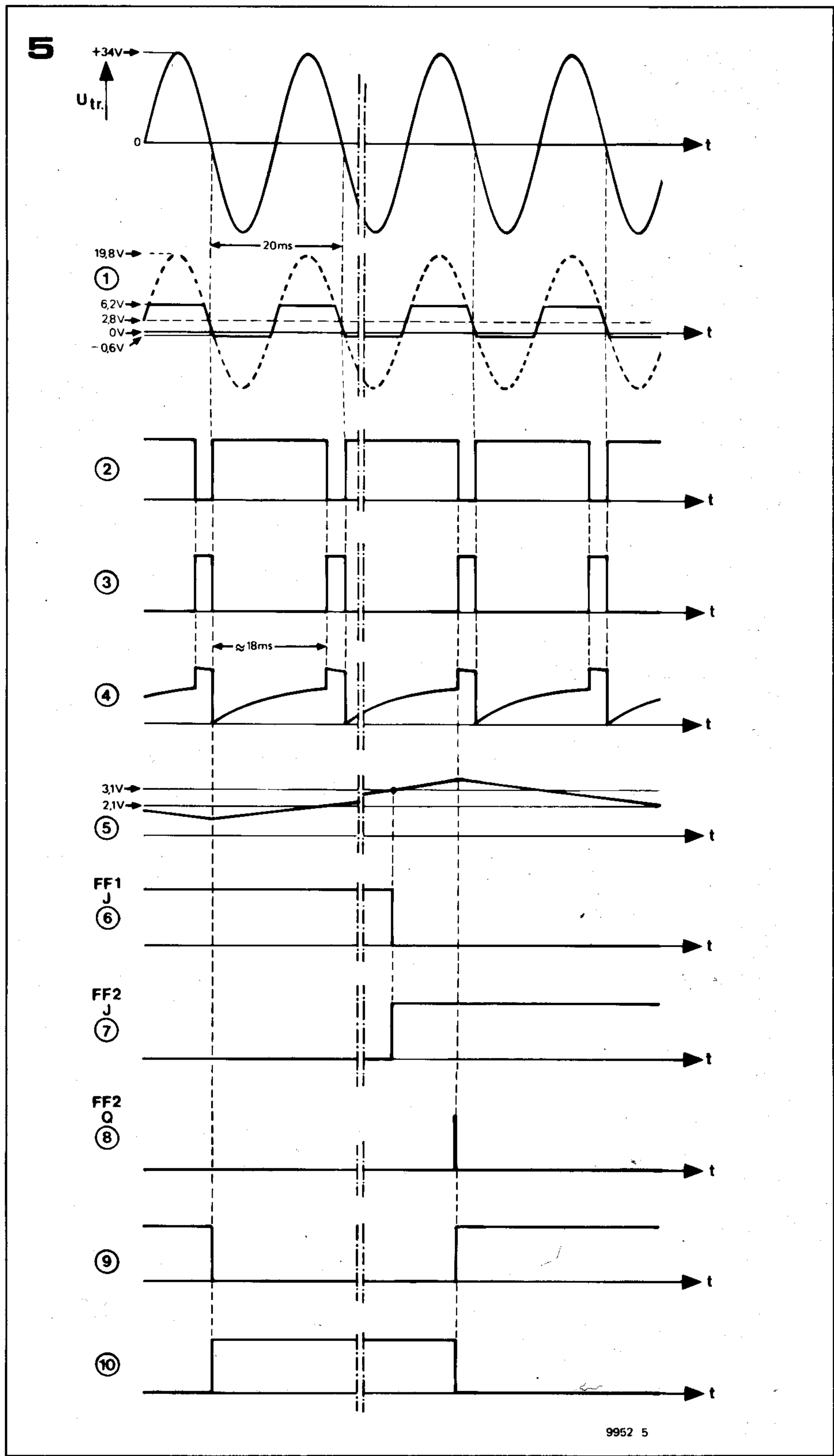
4



que ha sido sustituido por un conmutador electrónico, el triac. Una ventaja adicional del triac es que el punto de corte puede ser controlado con un alto nivel de precisión; por ejemplo, para reducir a un mínimo tanto la intensidad de puerta necesaria para la conmutación como la interferencia de radiofrecuencia, el triac puede ser disparado en el punto de cruce (cero) de la onda de corriente alterna. Esta es, de hecho, la solución que se adopta en el circuito descrito aquí. R4, D3, T1 y las resistencias de emisor de T1 forman una fuente de corriente ajustable. D3 es un diodo LED que sirve para

ajustar la tensión de polarización en la base de T1; puesto que conduce muy poca corriente difícilmente lucirá. La ventaja de esta disposición es que el LED tiene el mismo coeficiente de temperatura que T1, con lo que la estabilidad de la fuente de corriente no se verá afectada por la variación de temperaturas. Esto es solamente cierto, sin embargo, si la temperatura ambiente del circuito no se eleva muy por encima de la temperatura ambiente del cuarto, puesto que en ese caso el coeficiente de temperatura del LED dejará de corresponderse con el de T1. Por tanto, si al probar el circuito y transformador montados en la caja defini-

tiva) la temperatura creciera por encima de los 30° C, D3 debería reemplazarse por una resistencia de 8k2. Esto último será necesario, por supuesto, si el soporte del soldador se va a montar sobre la caja de la unidad de control. La corriente a través de P2 y R6 puede variarse por medio de P1. P2 determina la amplitud de la tensión de referencia de la entrada inversora de IC1. El termopar está conectado entre la entrada no inversora de IC1 y el punto de unión de R3 y R6. Por tanto, la diferencia de tensión entre las entradas del comparador es igual a la diferencia entre, por un lado, la caída de tensión de R6 más la resistencia de P2 y por



otro la tensión del termopar. La tensión en el punto 5 es la imagen de la variación de la temperatura del soldador. Si el soldador está frío, la tensión del termopar resulta muy pequeña, con lo que la salida de IC1 será baja. Cuando la temperatura del soldador crece, la tensión del termopar y, por tanto, la diferencia de tensión entre las entradas del comparador también crecen hasta que la salida del comparador suba. IC1 va seguido de un disparador Schmitt, cuya salida baja cuando la entrada excede los 3,2 V, aproximadamente, y sube cuando ésta cae por debajo de los 2,1 V. Este

dispositivo podría utilizarse directamente para controlar el triac si no tuviéramos que asegurarnos de que la corriente de carga se corta en los puntos de cruce (cero) de la tensión del transformador. Para conseguirlo se necesitan una o dos condiciones más. La tensión del transformador (U_{tr} en la figura 5) está conectada a la entrada de N3 a través del divisor de tensión R9 y R10; uno de los extremos de R10 está conectado a la línea de alimentación de 5,6 V. Esto significa que la tensión en el punto 1 (la entrada de N3) sigue exactamente a la tensión del transformador aunque permaneciendo 2,8 V por encima de ésta (ver figura

5). La porción de onda situada por encima de 6,2 V y por debajo de -0,6 V está dibujada en línea de trazos, puesto que el disparador Schmitt CMOS contiene internamente, diodos para proteger las entradas frente a las tensiones que excedan de estos límites. La ventaja del pedestal positivo de 2,8 V se desprende de la figura 5, ya que cuando la tensión del transformador es cero, la tensión en el punto 1 es de 2,8 V; puesto que el disparador Schmitt cambia de estado para las tensiones de umbral de 2,1 V y de 3,1 V, podemos decir que, a pesar de la histéresis, éste solamente se disparará alrededor del punto cero de la onda del transformador (la pequeña desviación con respecto al punto de corte ideal a 0 V puede eliminarse haciendo variable la resistencia R9 y utilizando un osciloscopio para ajustarla en el valor correcto; sin embargo, en la práctica este pequeño error no tiene mayor importancia y no afecta prácticamente al funcionamiento del circuito). Cuando ambas entradas de N3 tienen un valor alto (por ejemplo, superior a 3,1 V) la salida será baja y, por tanto, N4 (conectado como inversor) tendrá su salida alta, con el resultado de que C2 se descargará. Si la tensión en el punto 1 cae mientras C2 está todavía descargado, la tensión en el punto 4 también caerá y provocará que se cargue C2 a través de R11. La constante de tiempo de R11 y C2 es de 18 ms; poco antes de que este tiempo pase la tensión de la patilla 12 de N3 habrá llegado al 1 lógico y en ese momento la patilla 13 pasa a nivel alto una vez más, con lo que la salida de N4 volverá a nivel alto. A pesar de que el condensador C2 está ya cargado, la tensión entre sus placas tendería a seguir creciendo si no fuera por los diodos protectores de N3. El condensador se descarga ahora rápidamente (figura 5, 4) y comienza un nuevo ciclo. Las señales en los puntos 2 y 3 actúan como impulsos de «reloj» para los flip-flops FF1 y FF2. Las entradas J de estos flip-flops están conectadas a los puntos 6 y 7, cuya tensión está determinada por la temperatura del soldador, mientras que las entradas K están conectadas a tierra. Solamente cuando las entradas J estén altas podrán los impulsos del reloj tener algún efecto y cambiar el estado de los flip-flops. Puesto que la tensión en el punto 5 está invertida con respecto a la del punto 6, cuando aquél caiga, el primer flanco de subida positivo en el punto 2 pondrá en estado «bajo» a la salida Q de FF1 (punto 9) haciendo que T2 se corte y que el triac se dispare. Por tanto, el soldador comenzará a calentarse y en consecuencia la tensión en el punto 5 crece hasta alcanzar el umbral de disparo de N1. Cuando eso ocurre N1 cambia de estado, haciendo que el punto 6 baje y el punto 7 suba; el siguiente impulso positivo en el punto 3 hará subir la salida Q de FF2 y pondrá el «reset» a FF1, con lo que el punto 9 sube y FF2 pasa a «reset». Por tanto, T2 conduce y el triac desconecta el elemento calefactor del soldador. La temperatura del soldador caerá hasta que el valor de umbral inferior de N1 se alcance, con lo que comenzará un nuevo ciclo. El hecho de que la corriente alimente al soldador (cuando el triac está conduciendo) se indica mediante la luz del diodo LED D4. Las ondas que se ven en la figura 5 no coinciden exactamente con las que se obtienen

Componentes

Resistencias:

- R1 = 2k2 1 W
- R2 = 1 M
- R3 = 2k2
- R4 = 22 k
- R5 = 4k7
- R6 = 82 Ω
- R7,R8,R12 = 10 k
- R9,R10 = 33 k
- R11 = 180 k
- R13 = 1 k 1 W
- R14 = 100 Ω
- R15 = 100 k
- P1 = potenciómetro de ajuste 10 k
- P2 = potenciómetro lineal 100 k
- P3 = potenciómetro de ajuste 100 k

Condensadores:

- C1 = 470 μ/40 V
- C2 = 100 n
- C3 = 10 μ/10 V
- C4 = 100 n
- C5 = 22 n

Semiconductores:

- D1 = 1N4001
- D2 = 5V6/400 mW
- D3 = LED rojo
- D4 = LED
- T1 = BC 559C
- T2 = BC 547B
- Tri = 2 A/100 V (or 4 A/400 V)
- IC1 = 3140 (ó 3130)
- IC2 = 4093
- IC3 = 4027

Varios:

- transformador con secundario de 24 V/2 A
- fusible 0.25 A lento
- soldador con elemento sensible incorporado (por ejemplo: los tipos CTC o XTC de Antex) soporte del soldador

en la práctica, puesto que el ruido en las entradas de IC1 (que no afecta en modo alguno a las prestaciones del circuito) ha sido omitido de los diagramas por razones de claridad en la exposición.

Construcción

La figura 6 nos indica el dibujo de las pistas y la disposición de los componentes sobre la placa del circuito impreso correspondiente al circuito de la figura 4.

La construcción de la unidad de control no debería presentar mayores problemas. Los puntos A... E, que estén indicados sobre la placa, se corresponden con los que se ven en la figura 4, siendo, de hecho, los agujeros de la placa correspondiente a las conexiones para el soldador.

En la figura 7 puede verse la clavija DIN del soldador Antex CTC con los detalles de la conexión correcta de las patillas y el color de los cables correspondientes.

En principio, el triac no requerirá un disipador de calor; sin embargo, si el circuito se monta en una caja pequeña y el soldador está funcionando bajo condiciones extremas de carga, será claramente recomendable el uso de un disipador (no es preciso mencionar la necesidad de una buena ventilación de la caja). De hecho se debe hacer lo posible para prevenir cualquier incremento de la temperatura ambiente del circuito, puesto que como ya se advirtió, esto tendría un efecto adverso sobre el coeficiente de temperatura de la fuente de corriente constante.

La fotografía que se ve en la primera página de este artículo es un prototipo de la unidad de control de Elektor. Por razones de exhibición la unidad se montó en plástico

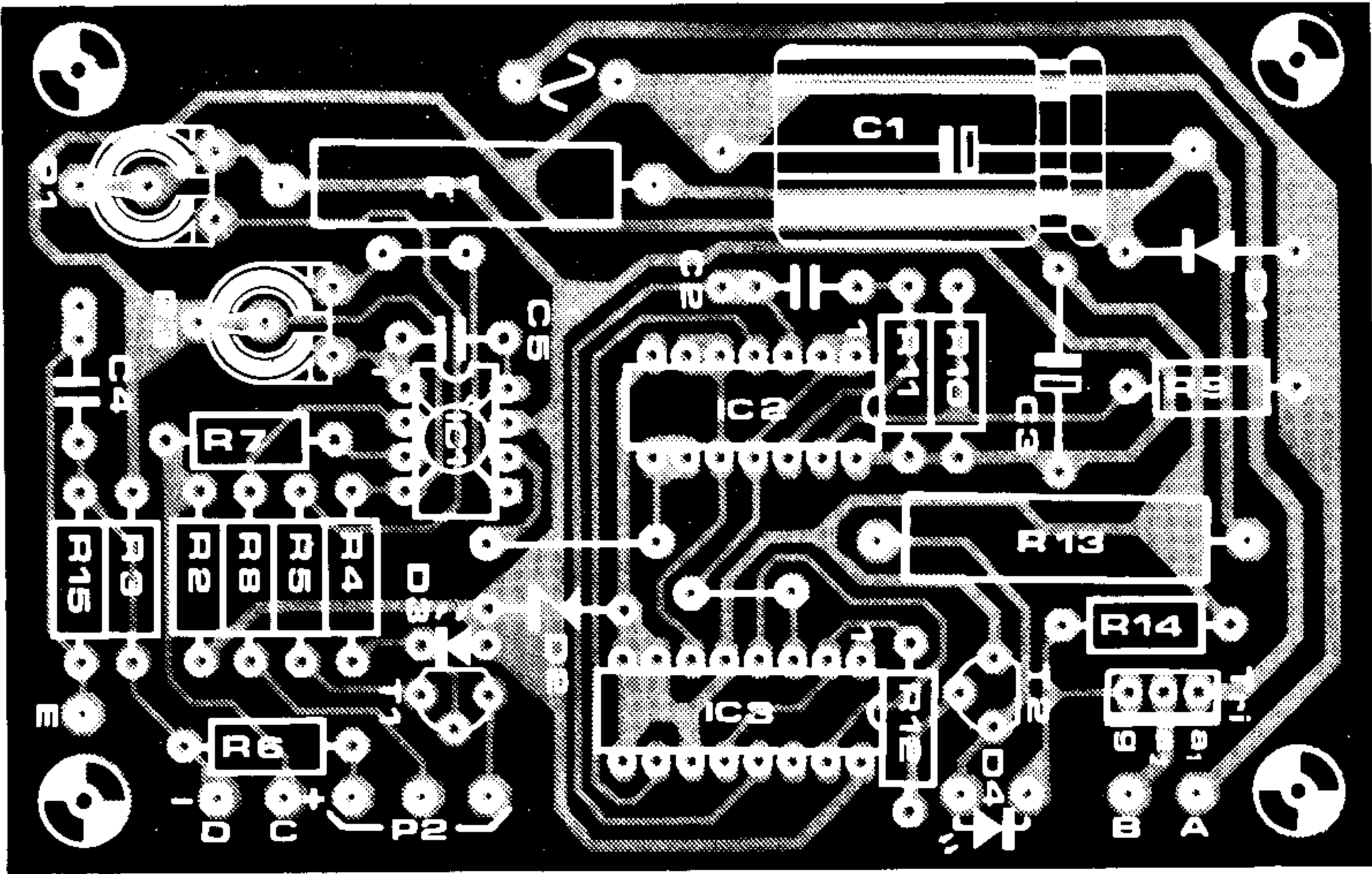
Figura 6. — Dibujo de las pistas y disposición de los componentes sobre la placa del circuito impreso para el circuito de la figura 4 (EPS 9952).

Figura 7. — Los soldadores de la casa Antex se suministran con una clavija DIN. Las patillas A a E se corresponden con los puntos del circuito de la figura 4. El punto E, que se representa como conectado a tierra, debe conectarse al cuerpo de metal del soldador. La línea de 0 V debería conectarse a tierra, sin embargo, es admisible como tierra la caja de metal.

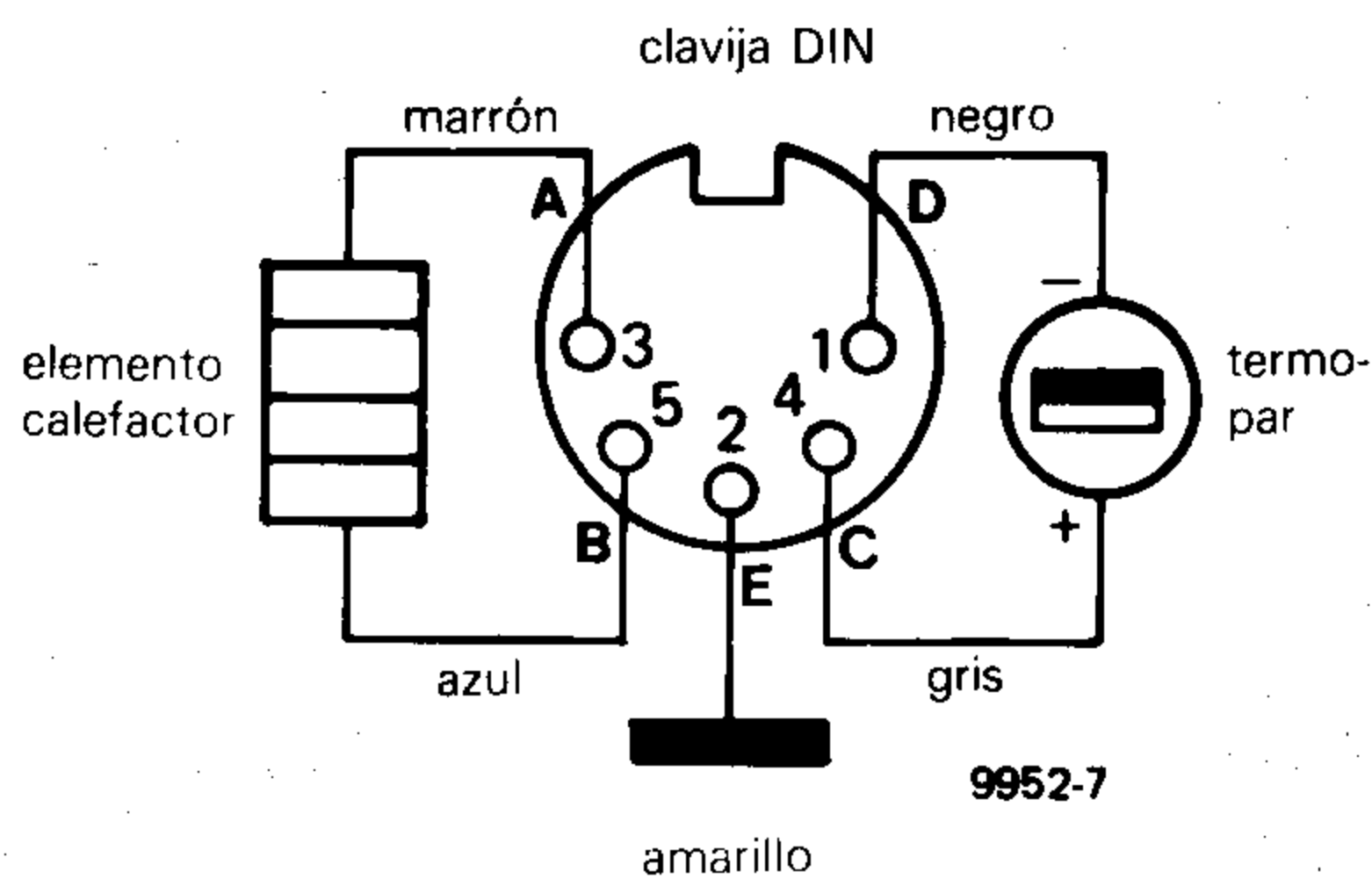
Tabla 1

Versión de 40 V

U _{tr}	40 V/1 A
R1	4k7, 3 W
C1	470 μ/63 V
R13	2k2, 3 W
T2	BC 546



7



transparente. El soporte de soldador que se ve en la fotografía no es muy recomendable para soldadores de baja potencia, puesto que el contacto entre el soldador y los anillos de metal produce una pérdida considerable de calor, con lo que la conexión y desconexión del soldador será excesivamente frecuente. Los soportes que evitan un contacto metálico directo con el soldador deben ser los escogidos con preferencia. Pueden compararse en la mayoría de las tiendas de electrónica.

Procedimiento de ajuste

El procedimiento de ajuste para la unidad de control es como sigue:
En primer lugar, con el soldador desconectado, se puntean las entradas de IC1. La tensión de pedestal ahora se reducirá al mínimo mediante P3 hasta que D4 luzca o se apague (dependiendo del estado que se

adopte cuando se aplica tensión). El siguiente paso es retirar el puente y girar el cursor de P2 totalmente hacia R6 (sentido contrario a las agujas del reloj). Ahora conectaremos el soldador y colocaremos la punta frente a un pequeño trozo de estaño. Aunque el estaño de soldadura funde a 189° C (aleación 60/40), alrededor de los 185° C tiene consistencia plástica. Muy gradualmente se ajusta P1, si es posible, para fijar temperatura del soldador tal que el estaño esté en ese estado plástico, justo en el punto de fusión (185° C). P1 debe ajustarse poco a poco, siempre permitiendo que la temperatura del soldador se estabilice antes de probar de nuevo con el estaño y volver a ajustarlo.
Por medio de P2 es ahora posible variar la temperatura del soldador entre los 185° C y, aproximadamente los 400° C. P2 puede calibrarse utilizando la siguiente ecuación:

$$T = 185 + \frac{P2}{82} \times 185^{\circ}C \text{ (P2 en } \Omega \text{)}$$

Conclusión

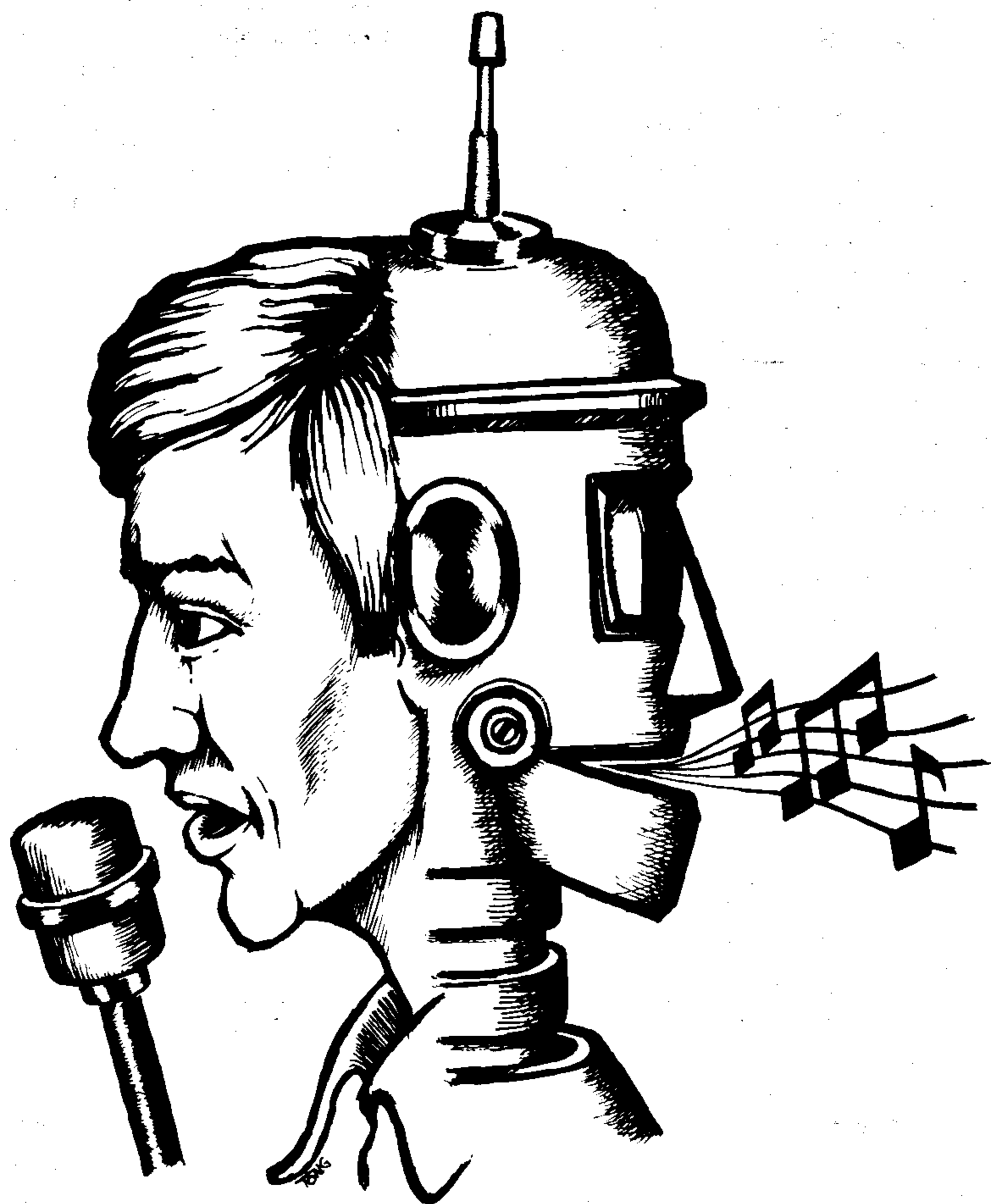
Como ya se dijo, el prototipo de la unidad de control fue diseñado para utilizarlo con los soldadores CTC o XTC de la casa Antex. Sin embargo, puede ser utilizado con otros tipos de soldadores, principalmente si están provistos de un sensor termopar. Si es ese el caso y si el soldador funciona a 24 V, entonces podrá conectarse directamente a la unidad de control de Elektor. Para el caso de un soldador que funcione a la misma tensión pero que emplee un tipo diferente de sensor, la situación es un poco más complicada. Con una resistencia PTC, D3 y D4 deben ser omitidos, T1 reemplazado por un puente entre las conexiones del emisor y el colector y el valor de R2 alterado convenientemente. El mismo «arreglo» funciona bien para soldadores que incorporen una resistencia NTC con la excepción de que R2 y la NTC deben intercambiarse. Para el caso de que se utilice un soldador con termopar y tensión de alimentación de 40 V deben adoptarse las modificaciones que presenta la tabla 1.
La unidad de control descrita anteriormente es, por tanto capaz de ser utilizada con una amplia variedad de tipos de soldadores y representa un considerable ahorro con respecto a los que se pueden adquirir comercialmente.
La última virtud del circuito es que no solamente puede ser usado para la regulación de la temperatura de los soldadores, sino que puede ser adaptado a otras aplicaciones que requieran una unidad de control termostático como (por ejemplo) planchas, hornos, calefacción central, etc.

K



Diviértase con el modulador

La distorsión electrónica deliberada de señales de audio (palabra o música) puede proporcionar resultados fascinantes. Los músicos profesionales utilizan costosos y complicados equipos para obtener sus personales y «mágicos» sonidos, pero para el aficionado entusiasta es más divertido conseguir los mismos resultados utilizando circuitos electrónicos más sencillos. Este es el fin primordial de este artículo, conseguir resultados de gran efectividad, y tan sólo utilizando como base un popular circuito integrado, el XR 2206.



Uno de los distorsionadores más conocido y de mejores resultados, es el modulador en anillo de señales de audio. Un modulador de esta clase tiene dos entradas: una para la señal (palabra o música) y otra para la portadora. Los mejores efectos se obtienen cuando la frecuencia de la portadora está dentro (o un poco por encima) del espectro de audio. Así, utilizando diferentes envolventes para la portadora (senoidal, rectangular, triangular...), los efectos producidos variarán.

El circuito es de gran simplicidad y utiliza el conocido XR 2206; este integrado contiene un generador adecuado para la portadora, y un circuito multiplicador que configura el modulador en anillo. El diagrama de bloques interno se da en la figura 1.

El oscilador VCO se halla internamente conectado al multiplicador. Esto significa que básicamente, aplicando una señal de audio a la otra entrada del multiplicador (patilla 1), se producirá una salida «modulada-en-anillo» en la patilla 2. ¡Así de simple!

Por supuesto, se necesitarán unos pocos componentes más para el circuito práctico. No muchos, como puede verse en la figura 2. Un único condensador C4 (Cext en la fig. 1) determina el rango de frecuencias del VCO. Con los valores señalados, el potenciómetro de 1 M (P1; Rext en la fig. 1), puede ser usado para cubrir cualquier frecuencia entre 10 Hz y 10 kHz. La envolvente se escoge por medio del interruptor S1: cerrado = onda senoidal, abierto = triangular.

La señal de audio a tratar se introduce por medio de C1 a la entrada de modulación. Un circuito divisor de tensión (R1, P2, R2) establece dos niveles de polarización DC; la tensión en bornas de C2 proporciona la referencia interna básica, y P2 se usa para ajustar el umbral de operación del multiplicador. Este ajuste es importante ya que determina el nivel de la portadora presente en la salida final de audio, y la forma más sencilla de realizarlo es cortocircuitar la entrada de audio, y ajustar luego P2 para salida cero. Es entonces cuando el circuito opera como un verdadero modulador en anillo. Si P2 está mal ajustado, la frecuencia del oscilador aparecerá en la salida, con su amplitud modulada por la señal de entrada; esto podría lograr otra serie de efectos, pero no es esa nuestra intención.

La alimentación ha de ser estabilizada, de otro modo las derivas de tensión continua podrían desajustar lo logrado con P2, y el conjunto funcionaría deficientemente.

Modulación de frecuencia y troceamiento

El circuito básico puede ampliarse incorporando ciertas mejoras, como se ve en la fig. 3. Con unos pocos componentes adicionales, aprovecharemos las posibilidades del circuito integrado en su totalidad, y podremos disponer de troceamiento, modulación de frecuencia e incluso un control lineal de la escala de frecuencias del oscilador.

El circuito básico del modulador en anillo es prácticamente idéntico al mostrado en la fig. 2, con la diferencia de que el ajuste de

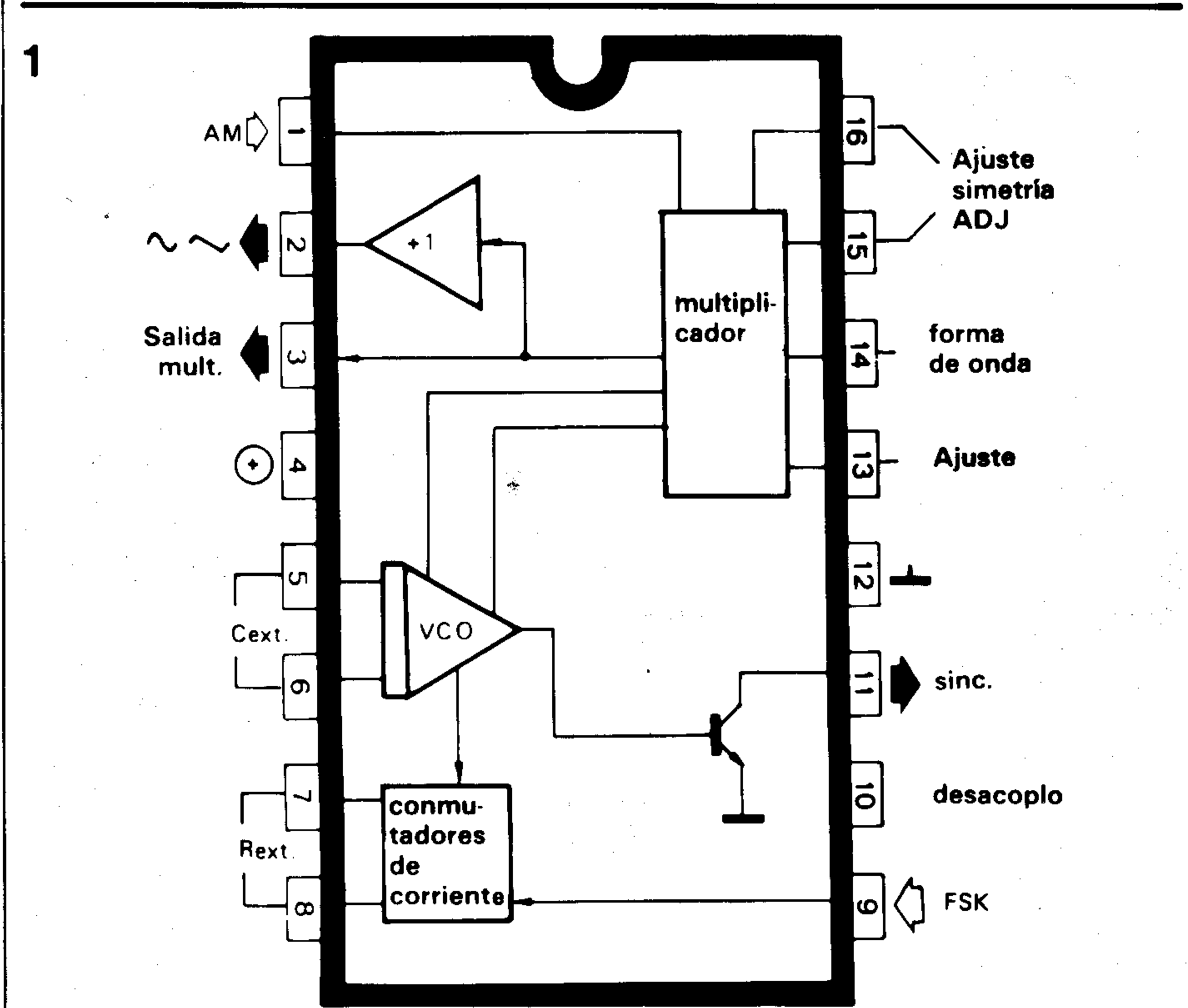


Figura 1.—Esquema interno del 2206. Este circuito es un generador de funciones completo (ver ELEKTOR núm. 1) que incluye un VCO y un multiplicador. Este último es ideal para usarlo como modulador en anillo.

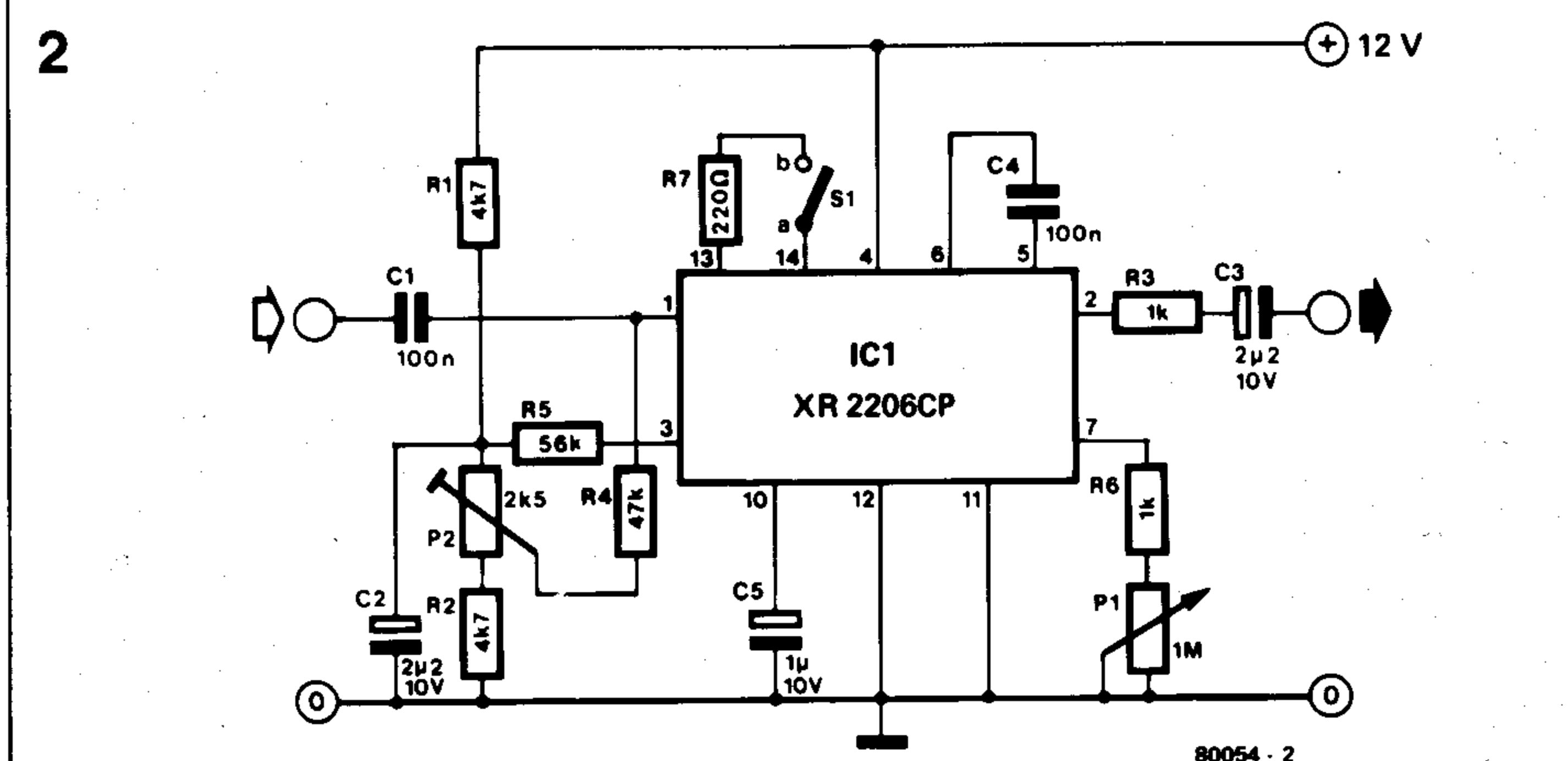


Figura 2.—Circuito utilizando el 2206 como modulador en anillo.

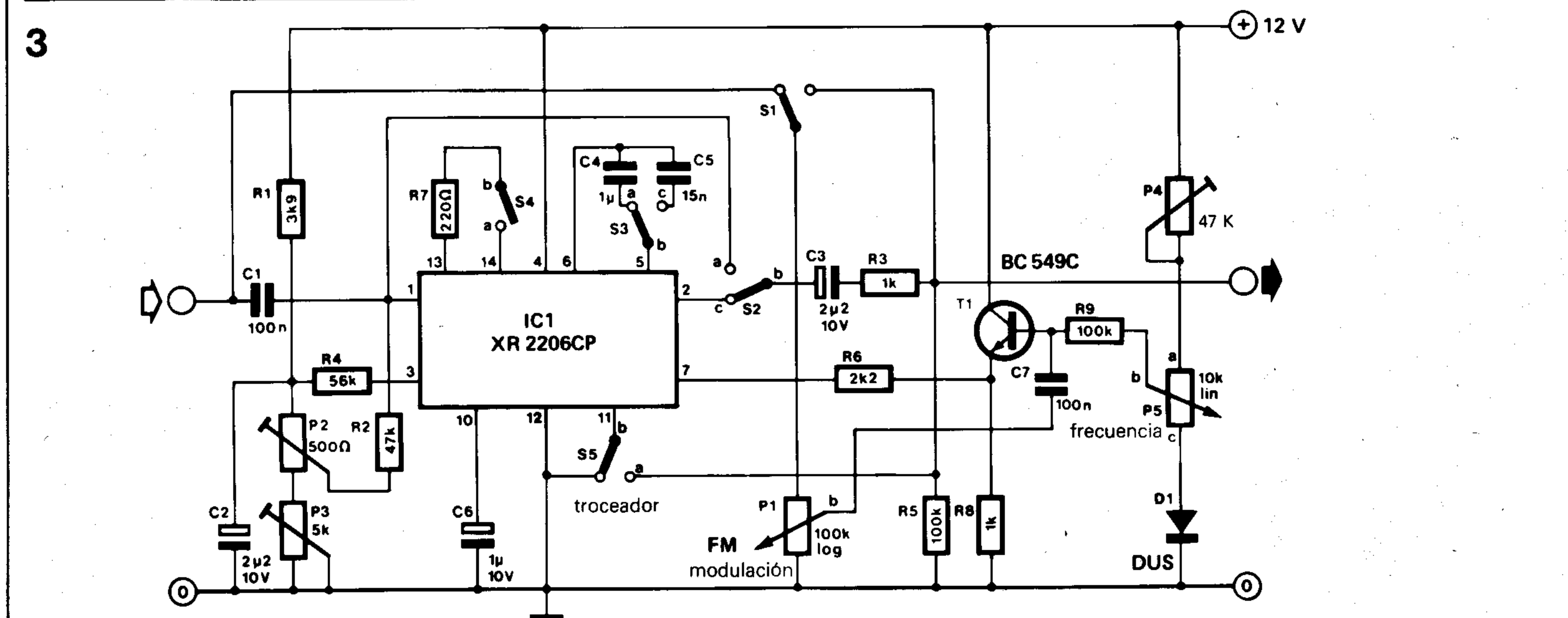


Figura 3.—El esquema sencillo dado en la figura 2 se puede transformar en éste. Se utiliza totalmente el 2206: la señal de entrada se puede modular con el modulador en anillo y/o se puede modular en frecuencia y/o se puede trocear.

polarización del multiplicador se mejora sensiblemente: con P3 se logra un ajuste grueso inicial (P2 en su posición media), y luego con P2 se eliminan los últimos restos de portadora.

El circuito troceador utiliza la salida de onda cuadrada disponible en la patilla 11, la cual es exactamente el colector de un transistor de conmutación interno (ver fig. 1). Con S5 en la posición «troceador», este punto queda conectado a la señal de salida. Cuando el transistor conduce, la salida se cortocircuita; por ello, como el transistor entra periódicamente en corte y saturación por influjo del oscilador interno, la frecuencia de troceamiento viene determinada por la posición de P5 (control de frecuencia del VCO). El interruptor S2 puede utilizarse para seleccionar la señal de audio antes o después del modulador en anillo. En este último caso, la frecuencia de la portadora para el modulador en anillo y la de troceamiento son idénticas (ambas derivadas del mismo VCO).

La principal razón para modificar el circuito de control de frecuencia para el VCO es la de obtener un punto de control lineal de tensión. La frecuencia del VCO varía linealmente con la tensión en la base de T1; esta tensión está determinada por la posición del cursor en P5, pero una señal de FM puede superponerse a través de C7. P1 establece el nivel de modulación; S1 sirve para seleccionar, bien la señal audio de entrada, o bien la señal de salida.

El margen de control de frecuencia se fija por medio de P4 de la siguiente forma: girar P5 a derechas (frecuencia más baja) y colocar P4 en posición de máxima resistencia. C5 se introduce en el circuito por medio de S3 y P2 se anula, de forma que la señal del oscilador aparece en la salida. Se gira entonces lentamente P4 hasta que la oscilación desaparece, e inmediatamente se gira en el otro sentido hasta el momento en que aparezca de nuevo: éste es el ajuste óptimo. Repetiremos nuevamente que todo esto depende de la tensión de alimentación, la cual debe ser estabilizada. Puede conseguirse perfectamente con un regulador de tensión del tipo 78L12, por ejemplo.

4

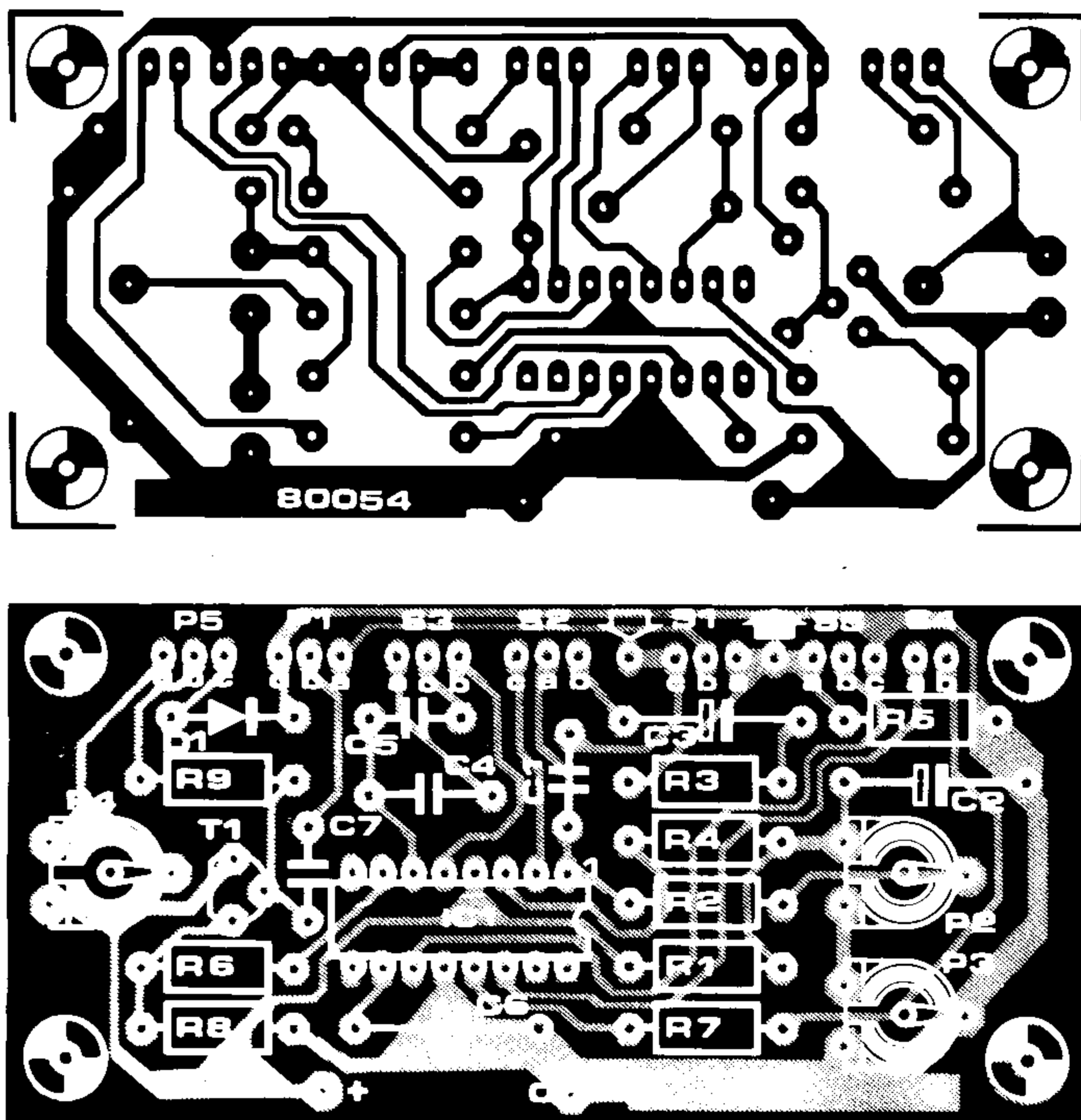


Figura 4

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 3k9
R2 = 47 k
R3,R8 = 1 k
R4 = 56 k
R5 = 100 k
R6 = 2k2
R7 = 220 Ω
R9 = 100 k
P1 = 100 k log
P2 = 470 Ω (500 Ω) ajuste
P3 = 4k7 (5 k) ajuste
P4 = 47 k (50 k) ajuste
P5 = 10 k lin

Condensadores:

C1,C7 = 100 n
C2,C3 = 2μ2/10 V
C4 = 1 μ (no polarizado)
C5 = 15 n
C6 = 1 μ/10 V

Semiconductores:

IC1 = XR2206CP
T1 = BC 109C, BC 549C, o equiv.
D1 = DUS

Interruptores:

S1,S2,S3,S5 = SPDT
S4 = SPST

5

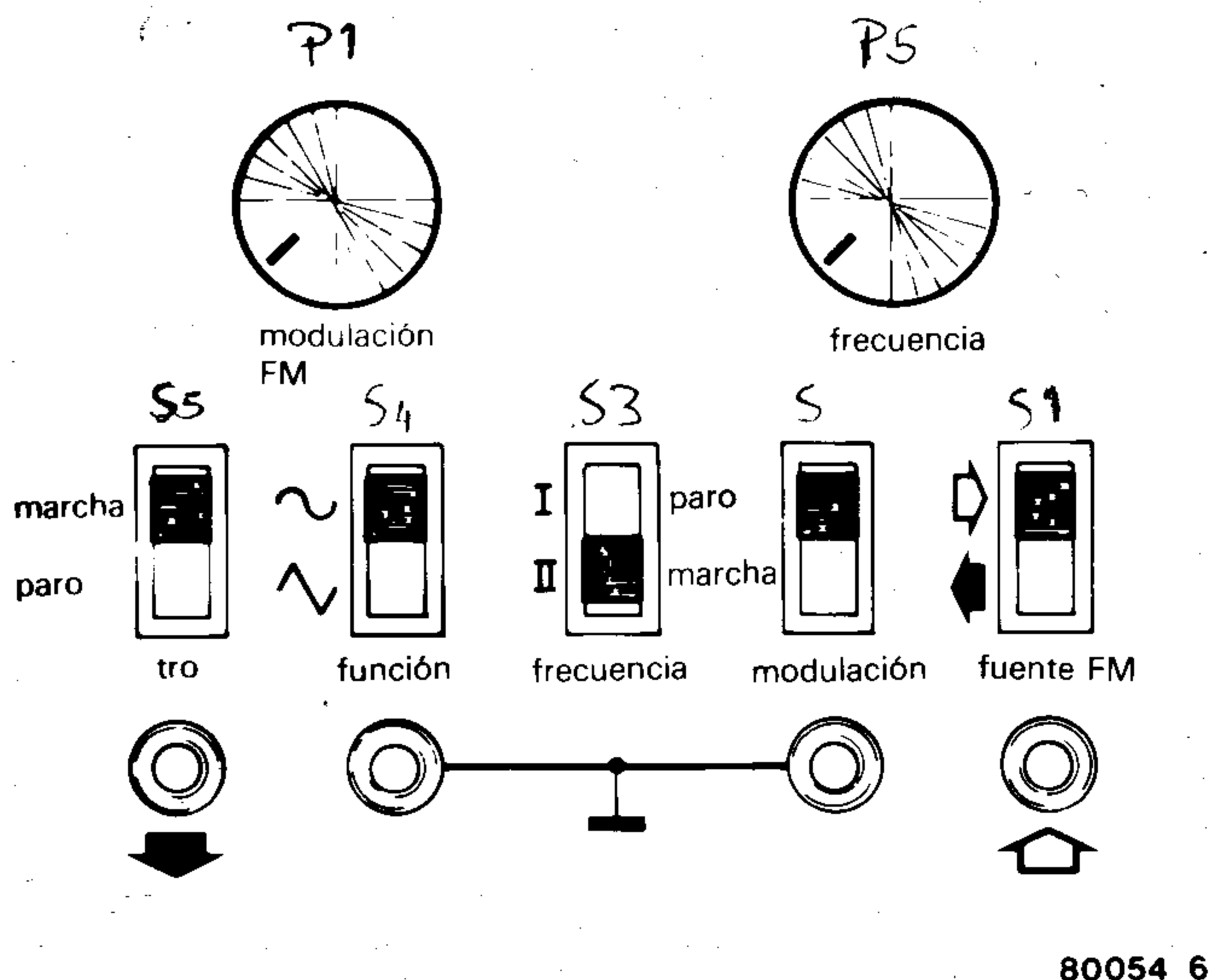


Figura 5.— Le proponemos esta disposición de los diversos mando en un panel.

Tabla

Características del montaje completo (figura 3).

Funciones:

Modulador en anillo
Troceador
Modulador de frecuencia
Margen de frecuencia
Margen bajo: 1 Hz...300 Hz
Margen alto: 100 Hz... 20 kHz

Modulación de frecuencia:

± 30 % de excursión de frecuencia para una señal de modulación de 1 V pico a pico (pp).
Entrada 30 k
Salida 2 k

Niveles de señal:

Entrada, nominal 1 V_{pp} (350 mV RMS)
máxim. 8 V_{pp} (2.8 V RMS)
Salida, máxim. 10 V_{pp} (3.5 V RMS)

Alimentación:

12 VCC, estabilizada; 30 mA máx.

En la figura 4 se representa la placa de circuito impreso y distribución de componentes, así como la relación de los mismos. En la figura 5 se esquematiza un panel frontal con la disposición sugerida para los controles. Finalmente, en la figura 6 ofrecemos una sugerencia de conexión combinada entrada/salida. Las figuras 5 y 6 son sólo ejemplos de posibles disposiciones, dejando al lector el diseño final según su gusto personal.

¿Y cómo suena el aparato?

Los efectos sonoros son siempre difíciles de describir, es mejor que cada cual los oiga y opine. De todas formas, diremos que la

6

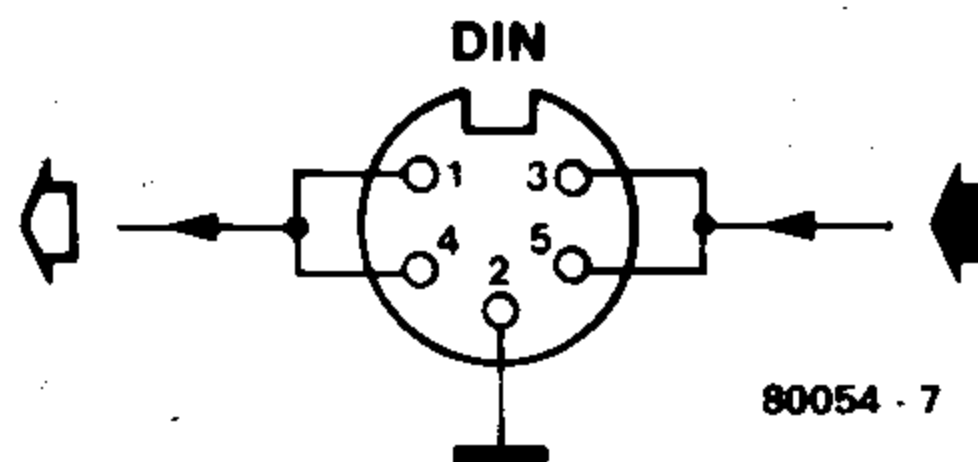


Fig. 6.— Conexión entrada/salida de señal.

modificación sonora que introduce un modulador en anillo es la de añadir a la señal original todo un conjunto de frecuencias adicionales sin ninguna relación armónica. Si lo que ustedes pretende son astutas disonancias sonoras, lo que necesita es precisamente un modulador en anillo con el XR2206.

El efecto puede ser «incrementado» conmutando de onda senoidal a triangular: pero con cuidado, pues de otra forma conse-

guiremos una señal totalmente revuelta y sin parecido con la original. Por otra parte, la utilización de onda senoidal de baja frecuencia produce una sonoridad más agradable al añadir al modulador un interesante efecto rítmico al sonido original.

Las características de troceamiento puede ser útil para nuestro propósito, y lo que hace es producir un sonido metálico tipo «robot» o «computadora». Utilizado en combinación con el modulador en anillo, pueden conseguirse resultados más espectaculares. Asimismo, combinando la modulación de frecuencia con el modulador en anillo se puede lograr: a) con bajo nivel de modulación, un típico efecto de vibrato; b) con niveles elevados de modulación..., en fin. ¡Inténtelo usted mismo!