

elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 28
septiembre 1982

200 Ptas.

¡LEDs
azules!

mini-
receptor
de OM

cronoprocador
universal

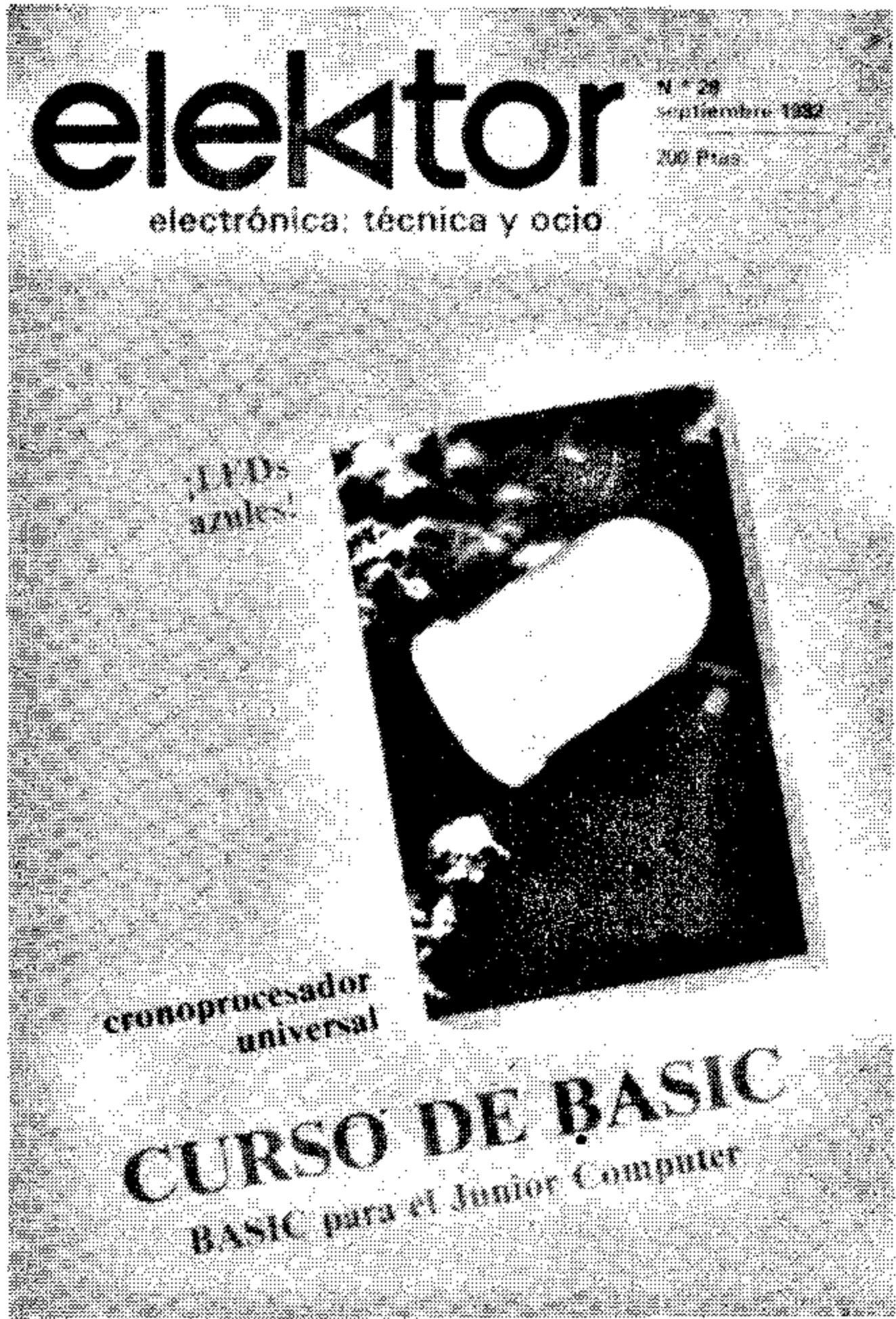


CURSO DE BASIC
BASIC para el Junior Computer

Selektor	9-01
Cojinetes de ranuras helicoidales para materiales gran público. Diodo laser a semiconductor.	
LEDs azules	9-03
El azul: una nueva raza de diodos electroluminiscentes.	
Mini-receptor de OM	9-09
¡La onda media en una caja de cerillas!	
Los sistemas CX y DNR	9-12
Dos nuevas alternativas a los sistemas de reducción de ruido tradicionales.	
Adaptador de sonido para TV	9-17
¡Se acabó Dallas!... mientras llega una nueva «serie» prepárese para oirla en alta fidelidad.	
Mini-tarjeta de EPROM	9-20
...o cómo construir una maravillosa miniatura con una capacidad de memoria de 2.048 bytes.	
Curso de BASIC (1.ª parte)	9-21
¡Prepárese con Elektor para participar en la nueva era de la informática!	
Cronoprocador universal	9-29
Un completo y sofisticado reloj/cronoprocador basado en el microprocesador 6502.	
Limitador de disipación	9-39
¿Cómo evitar el prematuro deceso de sus transistores de potencia?	
Generador de prueba para RF	9-42
Mini-emisor de prueba para las bandas de 2 metros, 70 cm. y 23 cm.	
Construya su propio DNR	9-44
De la teoría a la práctica... a través de la construcción de un moderno y económico reductor de ruido doméstico.	
Mercado	9-49
Indice de anunciantes	E-11

sumario

SUMMAR
SUMMA
SUM
SU



¡Se acabó el verano...! y volvemos a estar de nuevo con ustedes para seguir ofreciéndoles nuevos e interesantes montajes. En esta ocasión, estrenamos una serie de artículos que creemos atraerá la atención de un elevado número de lectores: el CURSO de BASIC de ELEKTOR. Aun cuando el curso está concebido atendiendo al lenguaje BASIC con el que próximamente se dotará al Junior Computer, no nos cabe la menor duda que interesará a cualquier lector que quiera dominar el lenguaje de programación que comparten casi la totalidad de los ordenadores personales.



elektor 28

año, 3, núm. 28

septiembre 1982

Redacción, Administración
y Suscripciones:

Edita:

Presidente:

Director:

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

Cuerpo de redacción:

Colaboradores:

Publicidad:

Director administrativo:

Contabilidad:

Suscripciones:

Impresión:

Distribución España:

Distribución Venezuela:

Depósito legal: GU. 3-1980

ISSN 0211-397X

DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda
Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R. F. de Alemania
Elektor Publishers Ltd. Canterbury CT1 1PE, Kent, Inglaterra.
Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.
Elektor, Via dei Lavoratori, 125. 20092 Cinisello B, Italia.

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

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

LISTA DE PRECIOS

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

Números atrasados: Precio de portada

Colección 1980 (6 números): 1.120 ptas.

Colección 1981 (11 números): 2.125 ptas.

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

Correo de superficie: 2.000 ptas.

Suscripción por un año, extranjero

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

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

CORRESPONDENCIA

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

CT Consulta técnica

DR Director

CD Cambio de dirección

EPS Circuitos impresos

SC Servicio comercial

S Suscripciones

RA Revistas atrasadas

ESS Servicio de Software

P Publicidad

SLE Servicio Libros de Elektor

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

Copyright © 1981. 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.

CONTROL DIFUSION



asociación española
de prensa técnica



Federación Internacional de la Prensa Periódica

claves

¿Qué es un TUN?

¿Qué es un 10 n?

¿Qué es el EPS?

¿Qué es el servicio CT?

¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

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

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

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

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

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3960; 2N3904; 2N3947; 2N4124.

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

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

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

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

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

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

Familias BC107 (-8, -9)

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

Familias BC177 (-8, -9)

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

Valores de resistencias y condensadores

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

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

Ejemplos:

— Valores de resistencia:

2k7 = 2700

470 = 470

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

— Valores de capacidades:

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

10 = 0,01 μ F = 10^{-8} F

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

Puntos de medida

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

Tensiones de corriente alterna

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

"U" en vez de "V"

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

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

Servicios ELEKTOR

para los lectores

Circuitos impresos:

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

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

Consultas técnicas:

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

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

El duende de Elektor:

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

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

El dato más sorprende de este «nuevo» avance en el campo de la electrónica de los semiconductores ha sido el constatar que los diodos LED de carburo de silicio se basan en un fenómeno descubierto hace más de setenta años. En efecto, nuestro tecnificado siglo XX estaba aún en pañales, cuando en 1907 un tal señor Round advirtió la presencia de luz en un cristal de carburo de silicio, en el transcurso de sus investigaciones para hallar un cristal que permitiera la detección de ondas de radio.

El estudio sistemático de este efecto y de la posibilidad de construir un LED de carburo de silicio, data de varios decenios: fue al principio de los años cuarenta, durante la prehistoria de la tecnología de los semiconductores modernos. Después de este estu-

dio, el carburo de silicio cayó en el oscuro pozo de los semiconductores olvidados. El carburo de silicio es un material extremadamente resistente, tanto en su aspecto físico como químico, lo que dificulta en gran medida su tratamiento. Por otra parte, no se ha dado aún con la tecnología que permita la fabricación en serie de carburo de silicio monocristalino, proceso imperativo para la producción comercial de cualquier semiconductor. Todos conocemos la evolución histórica: primero fue el germanio y luego el silicio, en variedades cada vez más delgadas; desde el primigenio transistor de puntas hasta las técnicas de difusión por fotolitografía y de implantación iónica. Aunque pueda dar la impresión de que nada es imposible para el silicio, quedan algunos dominios en los que predominan materiales semiconductores menos corrientes. Esta es la razón por la que hemos visto al galio «causar furor» durante el último decenio, como material destinado a la fabricación de diodos electroluminiscentes y componentes para alta frecuencia. Estos son precisamente los dos dominios de aplicación para los que se ha «redescubierto» el carburo de silicio. En la actualidad se han fabricado ya en pequeñas cantidades —en procesos de laboratorio— diodos LEDs azules y algunos transistores de efecto de campo (FET) a partir de carburo de silicio. Antes de profundizar con mayor detalle en las propiedades del SiC, revisemos los fundamentos de la tecnología de los diodos electroluminiscentes.

LEDs azules

¿es posible fabricar LEDs azules?... el carburo de silio puede dar la respuesta

El azul es un color que se encuentra a faltar en la «paleta» de los semiconductores electroluminiscentes. Hasta ahora no parecía tarea fácil sortear esta laguna. Los derivados del galio, arsénico y otros fósforos, que constituyen la esencia del colorido de los diodos LED tradicionales, no resultan adecuados para la obtención del azul.

Durante los últimos tres años, las propiedades físicas del carburo de silicio SiC han sido objeto de un intenso y exhaustivo estudio. Además de evidenciar unas propiedades muy prometedoras en el campo de la alta frecuencia, este compuesto se ha revelado como una respuesta ante el reto de la obtención de LEDs azules.

Cuando los semiconductores se hacen luminosos

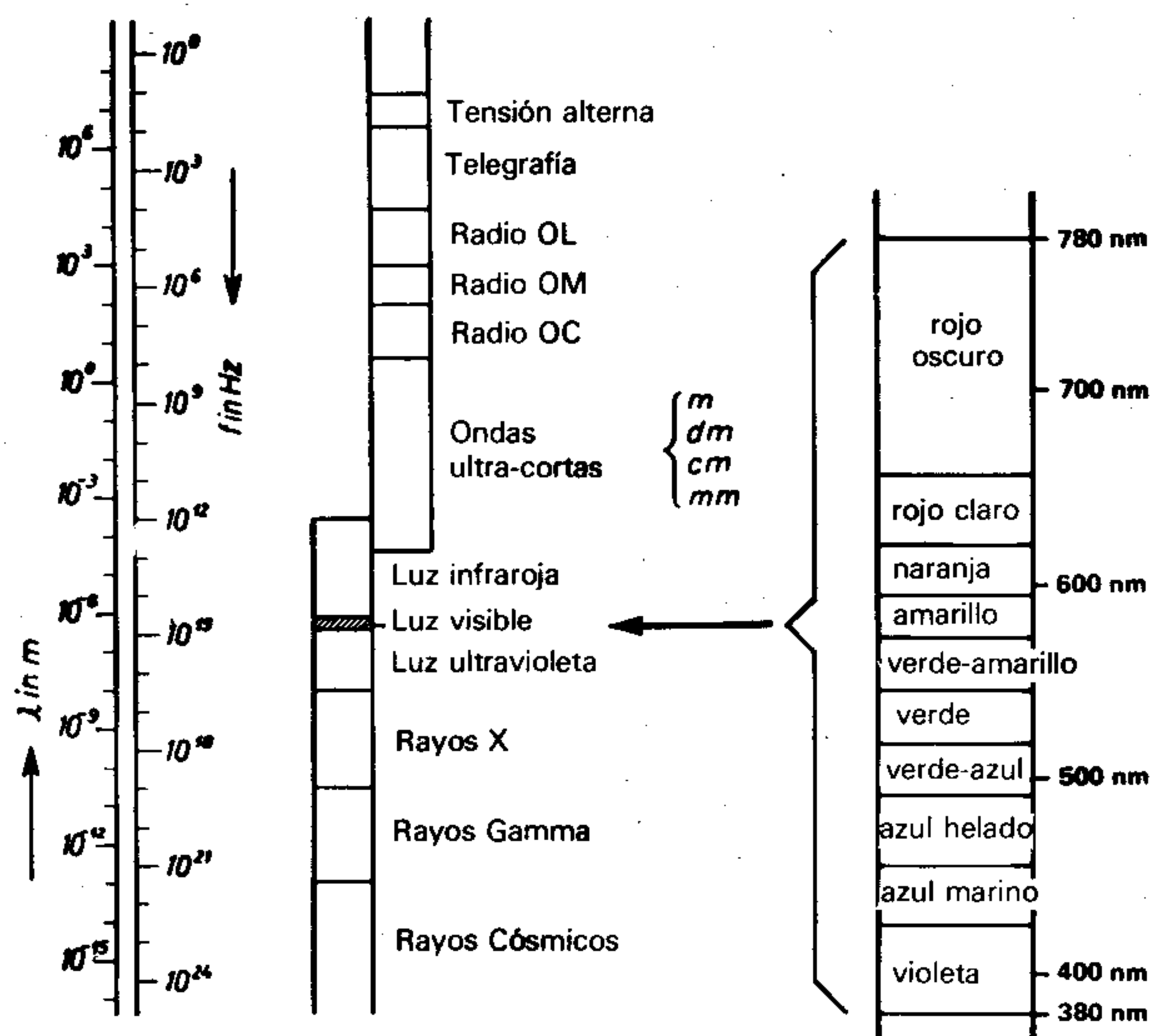
Realmente es posible hacer brillar a cualquier semiconductor: este empezará por emitir una luz roja en las proximidades de los 700... 900° C, para llegar al blanco brillante, cuando la temperatura se hace progresivamente creciente. En estas condiciones, el semiconductor no es más que un simple material que irradia calor, al igual que cualquier lámpara o llama de bujía. No obstante, cuando se observa la iluminación de un diodo a temperatura ambiente se comprende de inmediato que no se trata del mismo fenómeno: el término exacto en este caso es el de «luminiscencia». Este apelativo se debe al ínclito investigador señor Wiedeman, con ocasión de sus investigaciones tendentes a unificar a todos los fenómenos de emisión luminosa que no nacen exclusivamente de la temperatura del material (en definitiva, todos los radiadores no dependientes de la temperatura).

Cualquiera de nuestros lectores se ve enfrentado diariamente ante este tipo de fenómenos de luminiscencia: los tubos fluorescentes y catódicos de nuestros televisores son los ejemplos más evidentes. El principio emisor de luz es siempre el mismo. Un aporte de energía excita al átomo que la recibe, si bien, este último no puede permanecer en este estado de excitación (de inestabilidad) más que un corto intervalo de tiempo, después del cual regresará a su estado de estabilidad inicial. Este retorno supone la restitución de la energía recogida en forma de emisión de una radiación electromagnética que, en determinados casos, cuando la longitud de onda es la adecuada se convierte en luz visible.

Material	banda prohibida eV	longitud de onda de emisión nm	gama de emisión	tipo de recombinación
Germanio	0.66	—	—	indirecta
Silicio	1.09	—	—	indirecta
Arseniuro de galio	1.43	910	infrarrojo	directa
Arseniuro fosfuro de galio	1.91	650	rojo	directa
Fosfuro de Galio	2.24	560	verde	indirecta
Carburo de Silicio	2.5	490	azul	indirecta
Nitruro de Galio	3.1	400	violeta	indirecta

Tabla 1. Diferencias de nivel, banda prohibida y longitudes de onda de las emisiones de diversos materiales semiconductores.

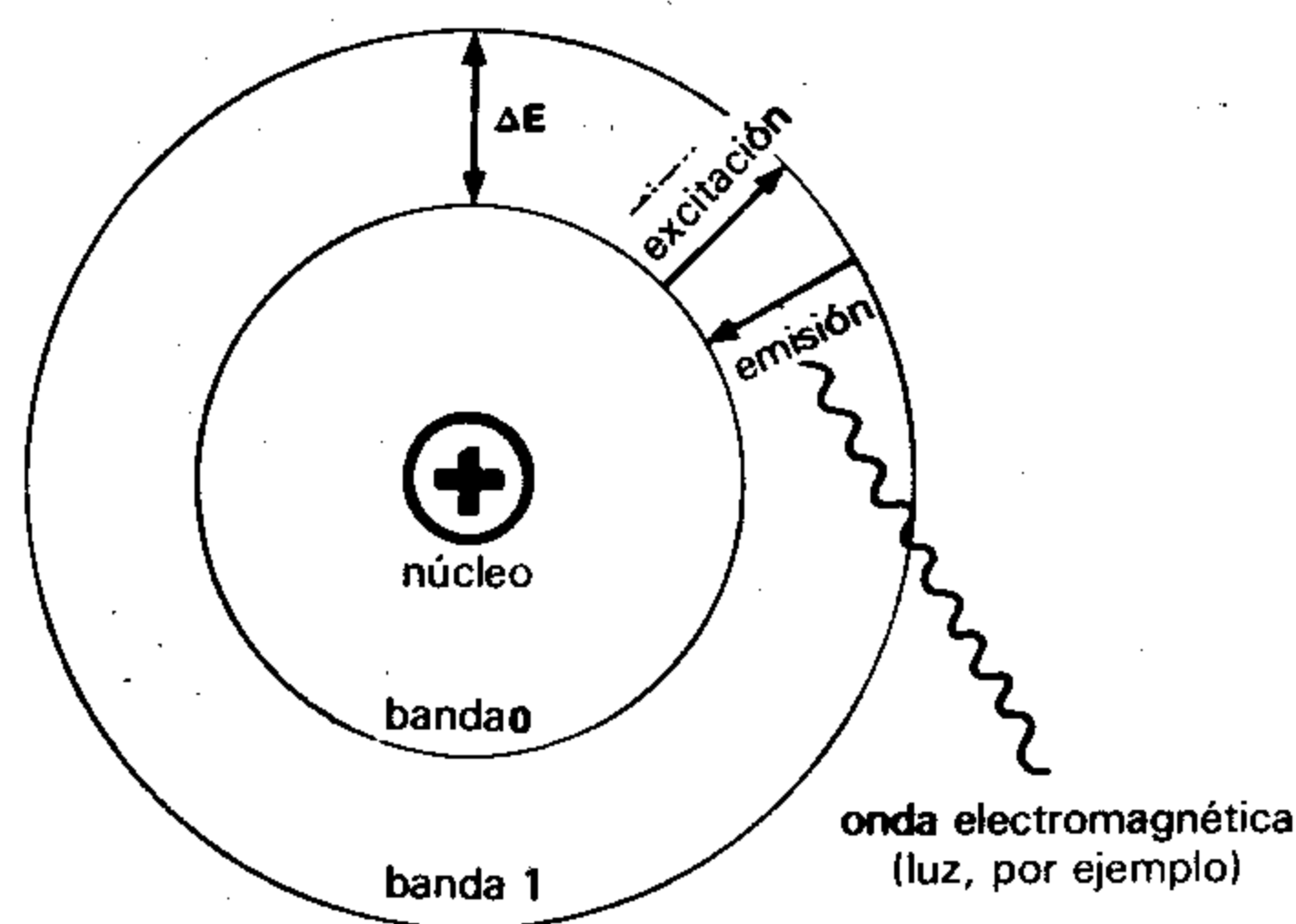
1



82083 1

Figura 1. La luz visible no constituye más que una zona del espectro electromagnético. Concretamente, se trata de la gama de longitudes de onda comprendidas entre los 380 nm (violeta) y los 780 nm (rojo oscuro).

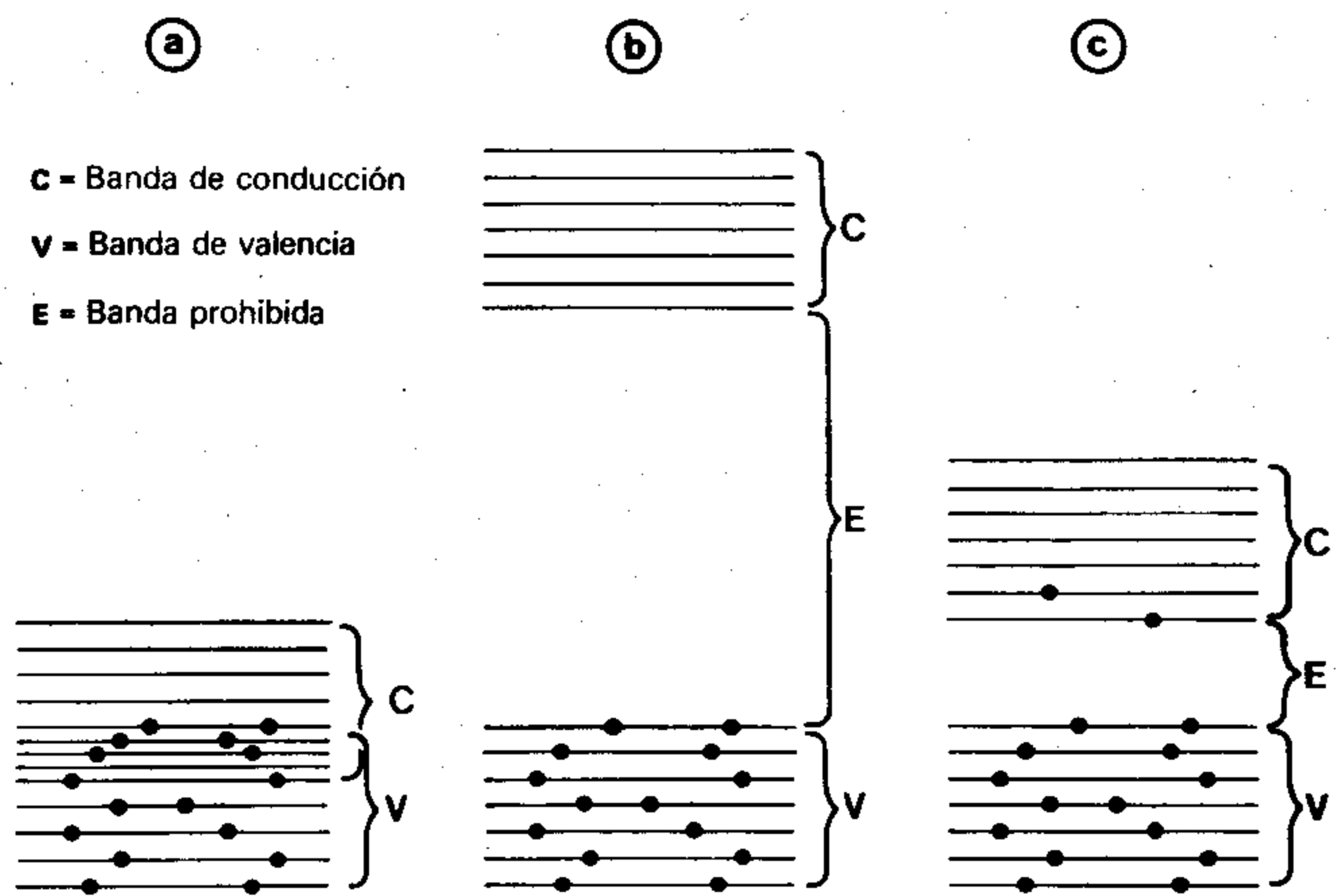
2



82083 2

Figura 2. Principio de emisión de la luz, según el modelo atómico de Bohr. Por efecto de una excitación (aporte de energía), el electrón salta a una órbita más elevada (más alejada del núcleo) y, por consiguiente, más rica en energía. Al producirse la emisión de luz, el electrón cae a una órbita interior; la diferencia entre los niveles de energía se difunde en forma de luz.

3



82083 3

Figura 3. Modelo tipo de la disposición de las bandas en los cuerpos sólidos.

3a: conductor; no tiene banda prohibida.

3b: aislante; la banda prohibida es muy ancha (BI).

3c: semiconductor; la banda prohibida es estrecha. En este caso, basta con un débil aporte de energía para «catapultar» a los electrones de la banda de valencia (electrones de valencia) hacia la banda de conducción.

Este fenómeno es fácil de imaginar tomando el ejemplo de un átomo semejante al modelo propuesto por Nils Bohr: un determinado número de electrones gravitan en torno al núcleo central del átomo en trayectorias perfectamente determinadas, de igual forma que lo hacen los planetas de nuestro sistema solar alrededor del sol. Es aquí donde interviene la energía, en forma de electrón rápido que huye de forma análoga a un cometa y entra en colisión con uno de los electrones del átomo, electrón que absorberá la energía del choque y saltará a una órbita más elevada y, por consiguiente, de mayor energía.

Después de un corto instante, el electrón regresa de su órbita alta inestable para instalarse en la que ocupaba originalmente, restituyendo la diferencia de energía; la longitud de onda de la radiación emitida es función de esta diferencia de energía. Si esta longitud de onda está comprendida entre 380 y 750 nm., se tratará de una radiación visible, o lo que es lo mismo, de luz. Existen otras formas de excitar a un átomo, aparte del ya comentado «choque» electrónico: por radiación X, por iluminación, por radiación de partículas y por calor, por no citar más que algunas.

Por lo que respecta a la luminiscencia de los materiales semiconductores, no estamos en presencia de una excepción fundamental. En este caso, es también un electrón el que retorna de una órbita superior hacia la que ocupaba originalmente, y libera la diferencia de energía bajo forma de calor en la mayor parte de los casos (vibración de red cristalina), o también, en determinadas condiciones, bajo el aspecto de energía de radiación (fotones); energía de radiación que se encuentra en la gama de los infrarrojos o de la luz visible para los semiconductores conocidos en la actualidad.

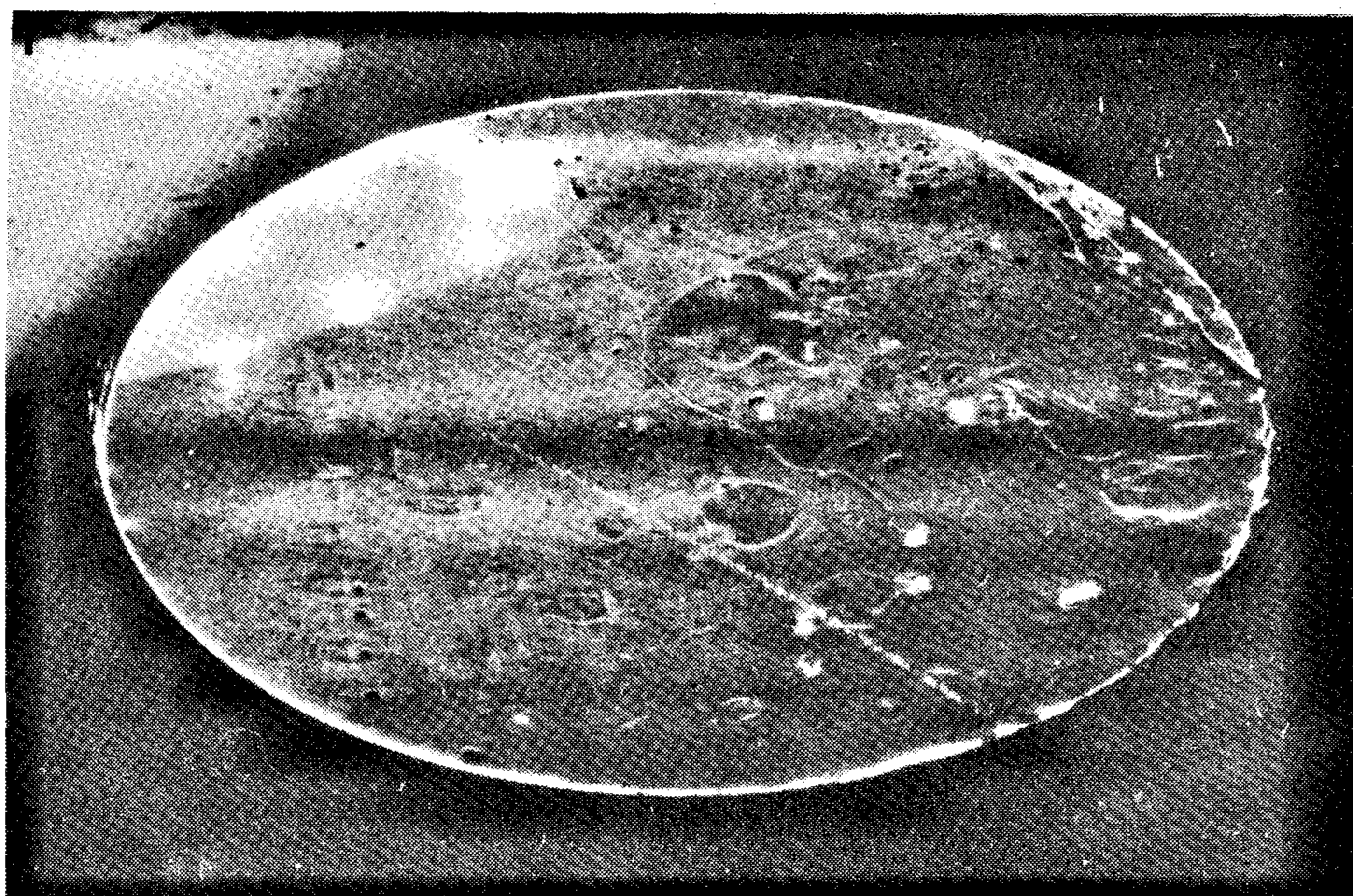
Este fenómeno de pérdida de energía de los portadores de carga que tiene por consecuencia la emisión de una radiación, aparece una unión PN (diodo) polarizada en sentido directo. Para facilitar la asimilación de este fenómeno, vamos a realizar una pe-

queña excursión en el terreno de la física de los semiconductores.

Los semiconductores son materiales que se caracterizan por una conducción limitada a la temperatura ambiente. Los electrones que circulan en las órbitas exteriores (electrones de valencia, ¡no nos referimos precisamente a la ciudad de las naranjas!) poseen una unión muy débil con el núcleo: basta con el aporte de muy poca energía para arrojarlos de su órbita y transformarlos en electrones libres, vagabundos, que darán al material en cuestión propiedades de conducción eléctrica. En el lugar que ocupaban en su órbita de origen dejan un «hueco». Por lo que respecta a los cuerpos sólidos se considera al conjunto de capas de electrones muy próximos como «bandas de energía», representativas de niveles de energía. La figura 2 ilustra la disposición de estas bandas en un cuerpo sólido. El electrón del semiconductor, al que nos he-

mos referido anteriormente, ha saltado simplemente de la «banda de valencia» a la «banda de conducción». Entre ambas, se encuentra una «banda prohibida» (ΔE), que no obstaculiza el paso de electrones; si bien, se manifiesta incapaz de retenerlos. En los materiales aislantes (no conductores) esta banda es muy ancha, de tal forma que son muy pocos los electrones que alcanzan la banda de conducción. En los semiconductores esta banda prohibida es relativamente estrecha, mientras que en los materiales conductores es casi inexistente. Llegados a este punto, se comprenderá fácilmente que al caer un electrón de la banda de conducción a la de valencia se libere energía, energía cuya cantidad depende de la importancia de la «caída», o lo que es lo mismo: de la distancia que separa ambas bandas.

Muchos de los lectores conocerán la formulación de Max Planck, que aboga por la



Fotografía 1. Fotografía con rayos X de una oblea de carburo de silicio (SiC). Aunque esta oblea está caracterizada por un determinado número de irregularidades, es utilizable.

4

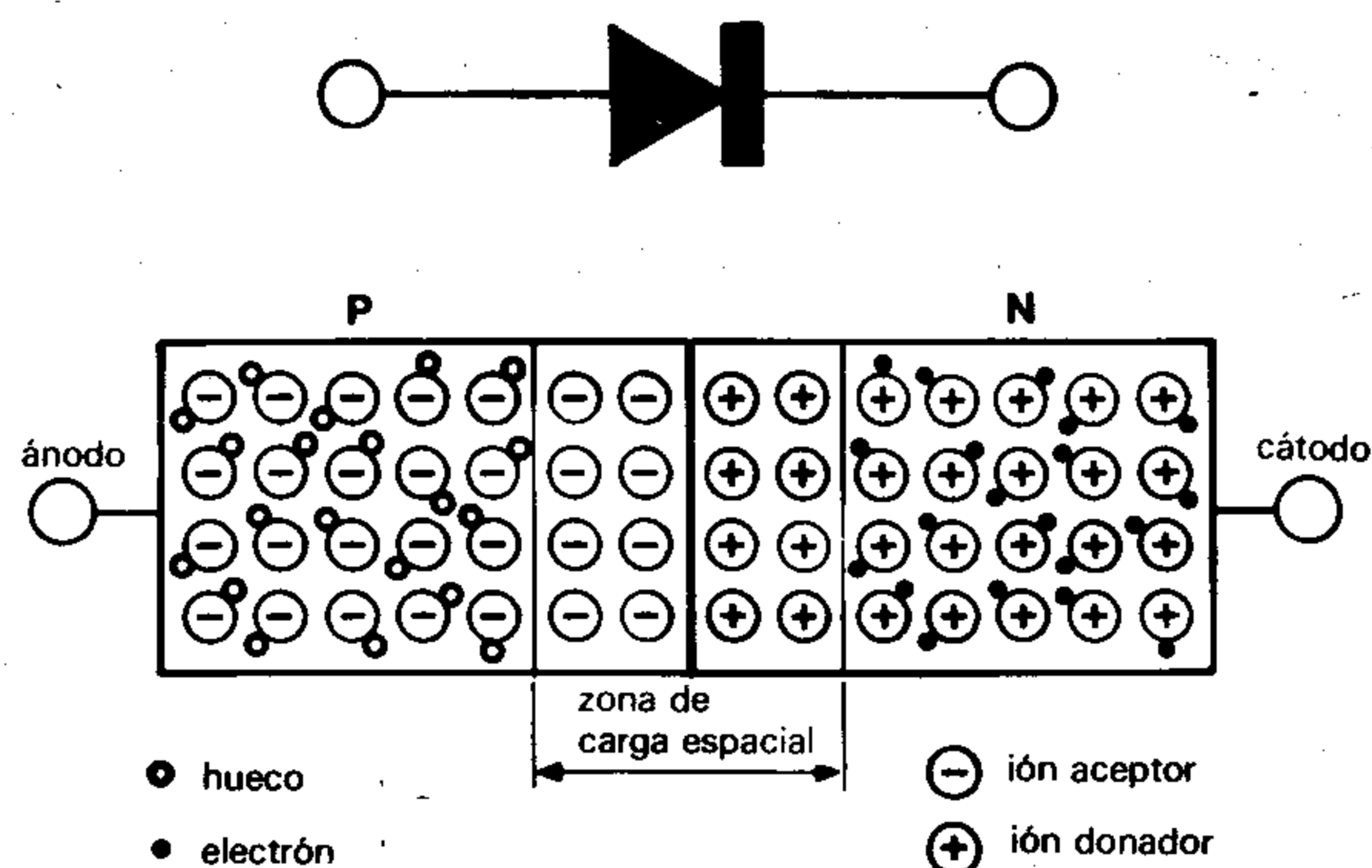


Figura 4. Representación esquemática de una unión p-n (diodo semiconductor). En el material del tipo p se crea un defecto de electrones (huecos), mientras que, por el contrario, en el material de tipo n se crea un exceso de electrones. En la región de contacto, denominada zona de unión, y en el caso de que no se aplique tensión alguna, se produce un intercambio de cargas (los huecos absorben electrones, con lo que desaparecen tanto los electrones como los huecos de la banda de conducción) creándose una zona libre de portadores. Los portadores de carga no pueden franquear esta barrera más que cuando se aplica a la unión p-n, en el sentido directo, una tensión superior a la de umbral.

existencia de una relación entre energía y longitud de onda en toda «radiación de energía»: a medida que más elevado sea el nivel de energía, menor es la longitud de onda, e inversamente. Esta formulación evidencia que es precisamente el intervalo, o la anchura de la banda prohibida del semiconductor, la que determina la emisión o no de luz visible o infrarroja, al producirse el salto de los electrones (recombinación). La luz azul, cuya longitud de onda está comprendida entre 380 y 440 nm., se encuentra en el extremo del espectro de la luz visible, precisamente en el que las ondas son más cortas; en definitiva, esta luz no podrá generarse más que con semiconductores caracterizados por una banda prohibida de gran anchura.

Aquí radica precisamente la razón básica de la ineptitud de los compuestos de galio para producir luz azul y, en consecuencia, para la fabricación de LEDs azules. La tabla 1 recopila los diversos materiales semiconductores, clasificados según la

anchura de su banda prohibida y dando, cuando es posible, la longitud de onda y la gama en la que se sitúan las radiaciones emitidas.

El mecanismo de la emisión de luz en una unión p-n

La figura 4 representa, de forma esquemática, una unión p-n o diodo semiconductor. La unión consta de dos porciones de material semiconductor puestas en contacto: una, dopada con impurezas tipo n y, la otra, con impurezas tipo p. La superficie de contacto entre ambas porciones de material semiconductor se denomina «unión»: es en este lugar en donde se produce la «recombinación» que, en algunos casos, puede acompañarse de fenómenos luminosos.

El material de tipo p está dopado con un elemento (impureza) cuyos átomos incorporan un electrón de valencia menos que los átomos constitutivos del semiconduc-

tor. Consecuencia: los átomos «introducidos», denominados «aceptores» (de electrones), arrancan el electrón de valencia del átomo de semiconductor, dejando en su lugar un «hueco» que representa a un portador móvil de carga positiva (de ahí deriva la denominación de semiconductor tipo p). En el caso opuesto, nos encontraremos con un semiconductor tipo n: el elemento de dopado incorpora un electrón de valencia más que el semiconductor; al ser excedentario, este electrón está libre. Esta es la razón por la que el material que aporta electrones se denomina «donador».

Si en la unión no está aplicada tensión alguna se producirá una redistribución de cargas entre los electrones y los huecos que ocupan la zona de contacto, lo que repercutirá en la aparición de una capa exenta de cargas.

Cuando se conecta a la unión una fuente de corriente en sentido directo, esto es: polo positivo de la pila conectado a la zona p del semiconductor y polo negativo a la zona n, los electrones y los huecos se ven sometidos a una tensión directa y son enviados (inyectados) a la capa libre. En esta situación, huecos de la zona p pasan a la zona n y se recombinan con los electrones libres que existen en número ampliamente suficiente. Idéntico proceso se repite, aunque esta vez interviniendo los electrones de la zona n, de tal forma que estos saltan a la zona p en donde se recombinan con los huecos. Esta es la razón que justifica la distinción que se establece entre recombinación directa e indirecta... En el primer caso, un electrón de la banda de conducción se establece directamente en un hueco de la banda de valencia; mientras que en el segundo caso, la recombinación no ocurre directamente entre las bandas, sino entre una banda y el nivel intermedio situado entre ambas bandas.

En el caso indirecto, la energía no es igual a la diferencia de potencial que existe entre ambas bandas, sino que coincide con este valor menos la diferencia de energía que existe entre los niveles intermedios.

Las condiciones más favorables se evidencian en los semiconductores «directos» (o lo que es lo mismo, caracterizados por una recombinación directa) que, cuando el intervalo entre las bandas es suficientemente amplio, producen luz. La emisión de luz es también posible en los semiconductores de tipo «indirecto», a condición de que la diferencia de energía sea suficiente. Dopando el material con algunos átomos de impurezas se obtienen «centros iso-electrónicos», que permiten influenciar a los niveles intermedios y con ello determinar el rendimiento y la longitud de onda. Así, por ejemplo, los LEDs de GaP (fosfuro de galio) permiten obtener luz verde por aporte de átomos de azote y luz roja por aporte de átomos de óxido de zinc (ZnO).

El carburo de silicio en los LEDs azules

Tal como muestra la tabla 1, el carburo de silicio es un semiconductor indirecto caracterizado por una banda prohibida notablemente ancha (ΔE). La elevada amplitud de la banda prohibida permite la obtención de rayos visibles, que llegan justamente hasta

5

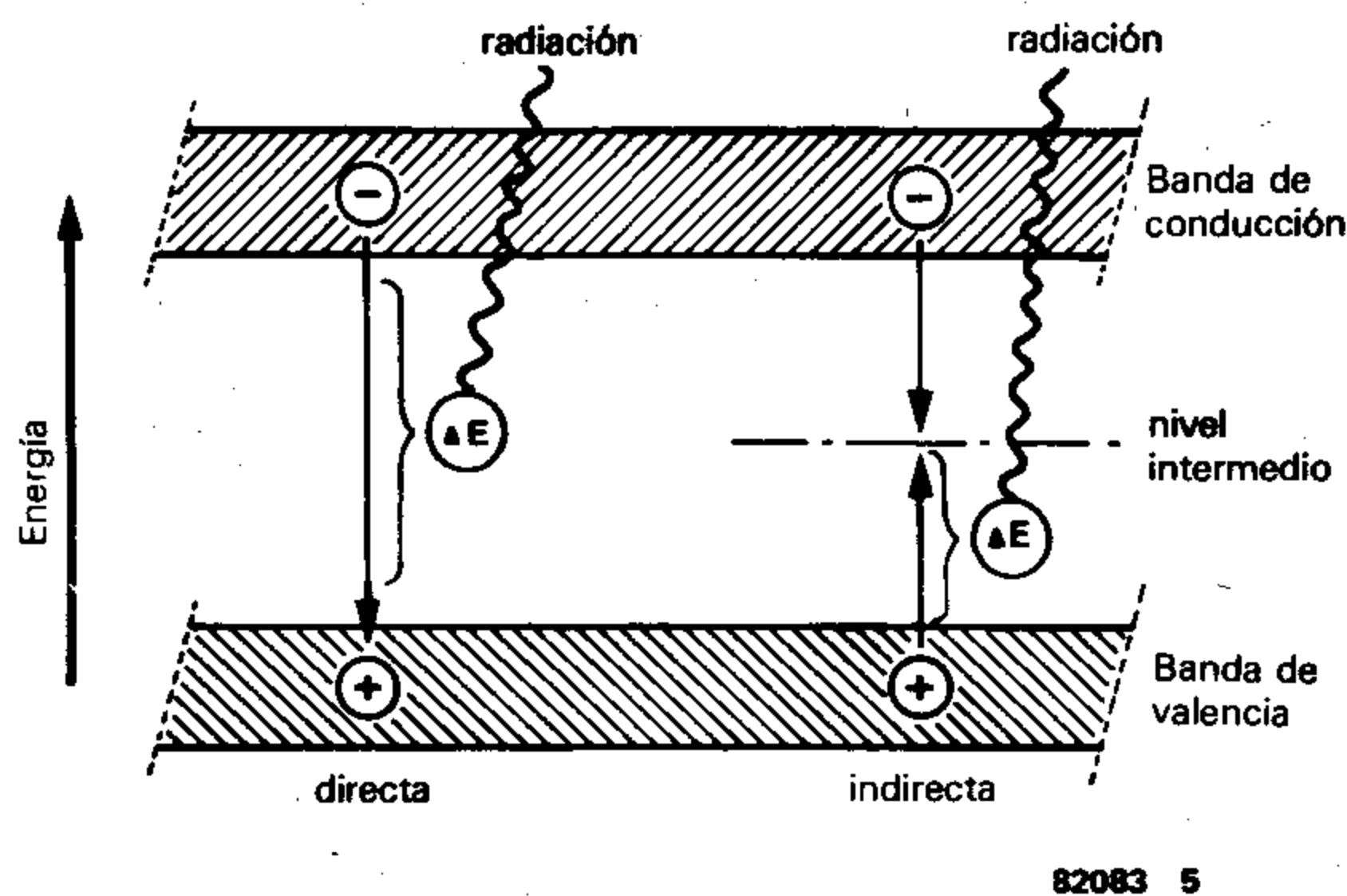
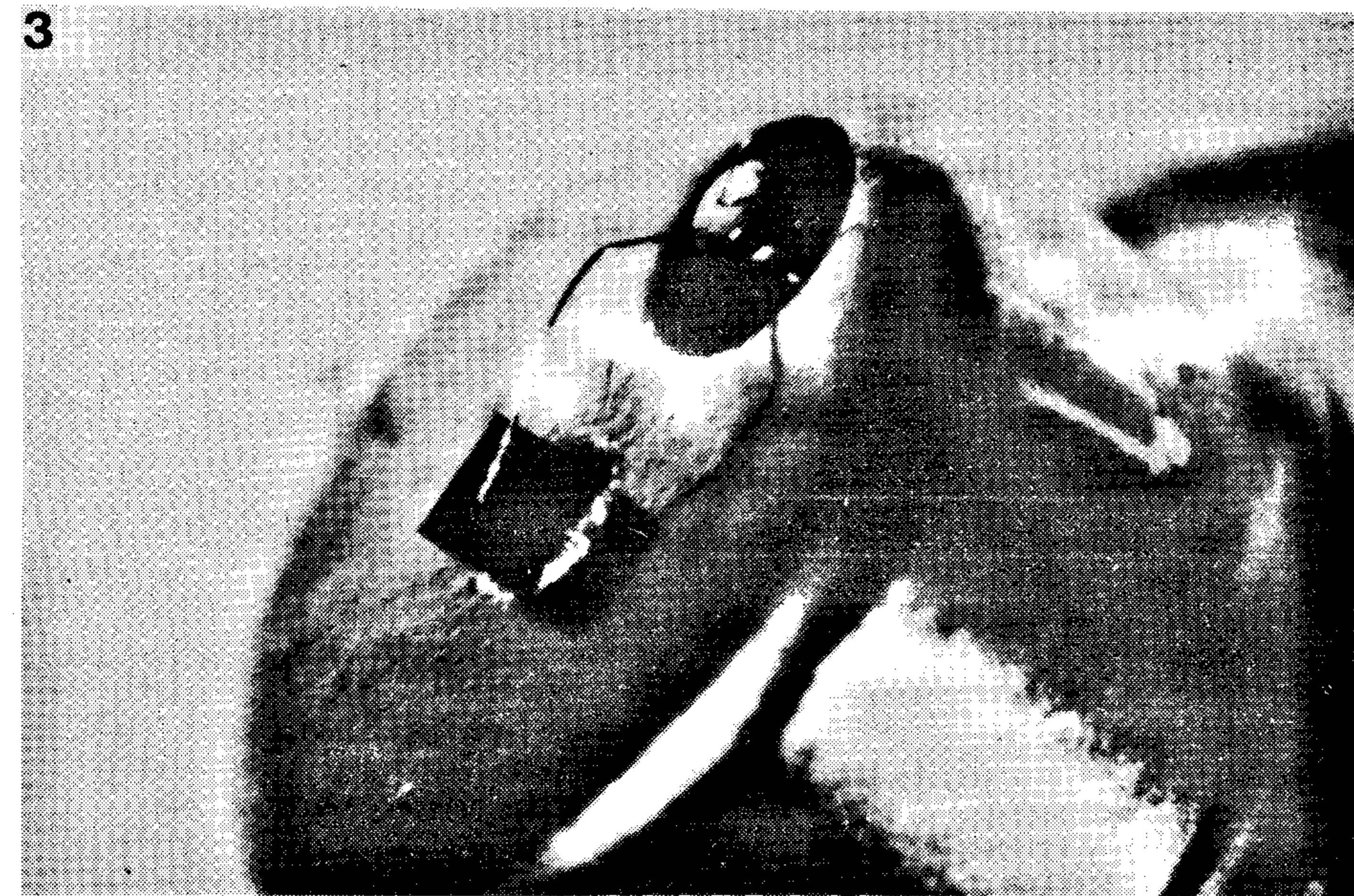


Figura 5. Recombinación de electrones y huecos. Al aplicar una tensión directa, los electrones y los huecos se inyectan en la zona de unión, y después de atravesarla se encuentran cada uno de estos portadores en la zona opuesta. Los huecos y los electrones se recombinan: un electrón salta fuera de la banda de conducción hacia un hueco situado en la banda de valencia. La diferencia de energía puede traducirse en una onda electromagnética: el semiconductor produce luz.

3



Fotografía 2. Chip de LED montado en una cápsula de tipo TO-18. El contacto n está soldado al centro del semiconductor, mientras que el p está adherido al material de base.

6

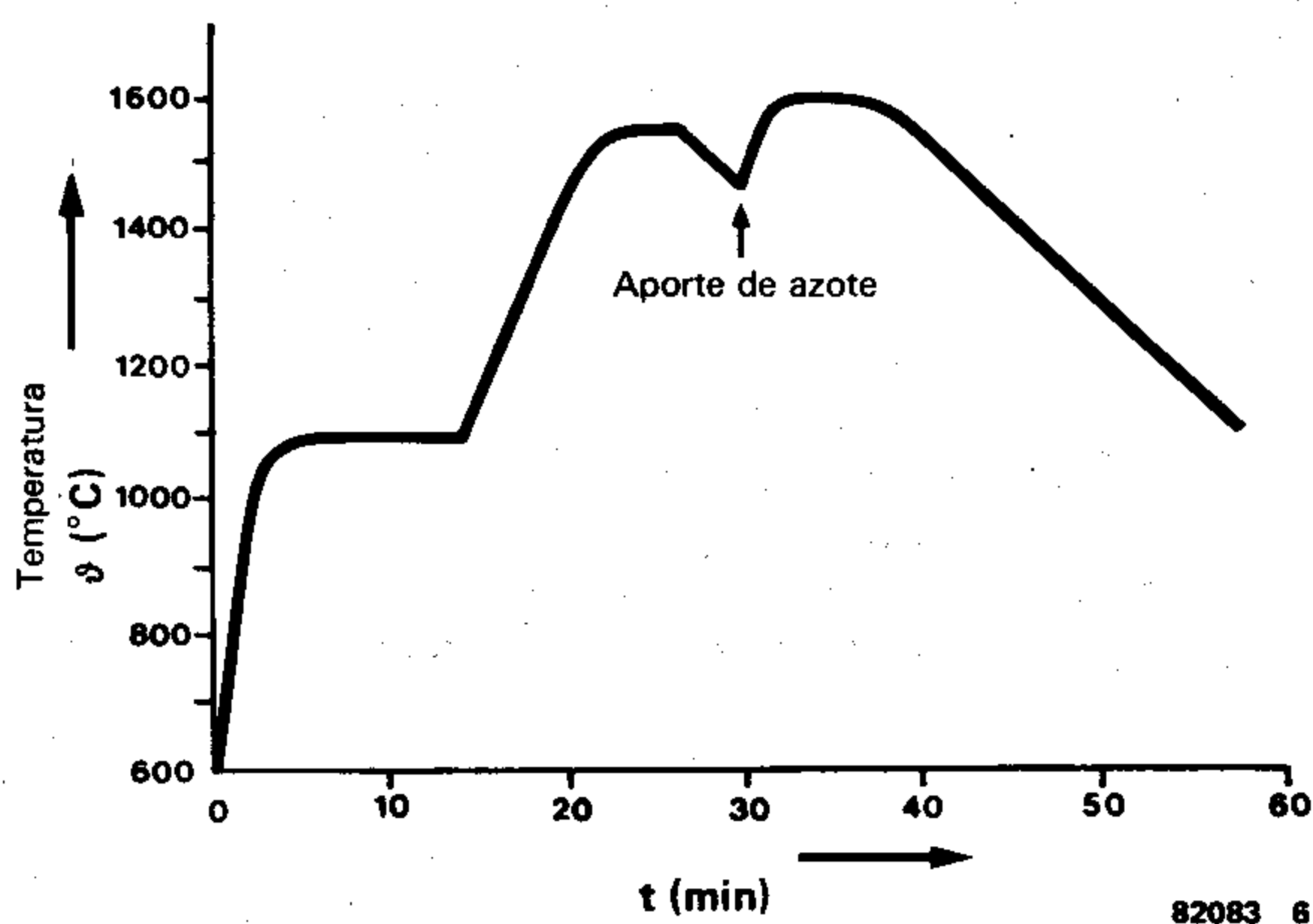


Figura 6. Gráfico de temperaturas durante un proceso epitaxial, en el que se empieza con un dopado de tipo p sobre la oblea de carburo de silicio para, a continuación, y con un aporte de azote, realizar un dopado con impurezas tipo n.

el dominio del azul; la diversidad de colores que pueden obtenerse está en función de la posición de los niveles intermedios. Contrariamente a los restantes compuestos, que se han supuesto adecuados para la concepción de LEDs azules —por ejemplo, el GaN (nitruro de galio), el ZnS o el ZnSe (Sulfuro o seleniuro de zinc, respectivamente)—, el carburo de silicio puede ser dopado sin problema alguno con impurezas de tipo p o tipo n. Cualquiera que sea el tipo de dopado, las combinaciones de SiC eventualmente utilizables son semiconductores indirectos de bajo rendimiento, por lo que respecta a su luminiscencia; el motivo es que, por el momento, aún no se ha encontrado un centro de recombinación iso-electrónica adecuado, que permita incrementar su eficiencia.

El carburo de silicio se distingue también por sus dificultades tecnológicas, dadas las elevadas temperaturas que exigen los procesos epitaxiales y los problemas de implantación iónica por procedimientos gaseosos que lo caracterizan.

En un párrafo precedente hemos señalado el hecho de que no existe aún SiC monocristalino (destinado a constituir el sustrato), ni en la dimensión ni en la cantidad suficiente. Por el momento, no se dispone más que de obleas de sustrato (wafer) relativamente pequeñas (con un diámetro situado entorno a los 15 mm.). Los países que han trabajado y siguen investigando en el campo de la producción de LEDs azules de SiC son, entre otros, Estados Unidos, Japón, Francia, la RFA y la URSS.

Procedentes de la URSS nos llegan un determinado número de publicaciones y de reseñas, si bien, en realidad, no sabemos a ciencia cierta cuál es el nivel real que han conseguido con sus investigaciones. Una publicación fechada en 1968 describe la estructura de un LED azul, dopado con aluminio en la zona p y con azote en la zona n, a la que se ha añadido aluminio u otro elemento del tipo «tierra rara», para realizar la función de «activador de luminiscencia». Otra publicación más reciente, procedente de la URSS, habla de la puesta a punto de LEDs azules cuya unión p-n se ha obtenido por difusión.

7

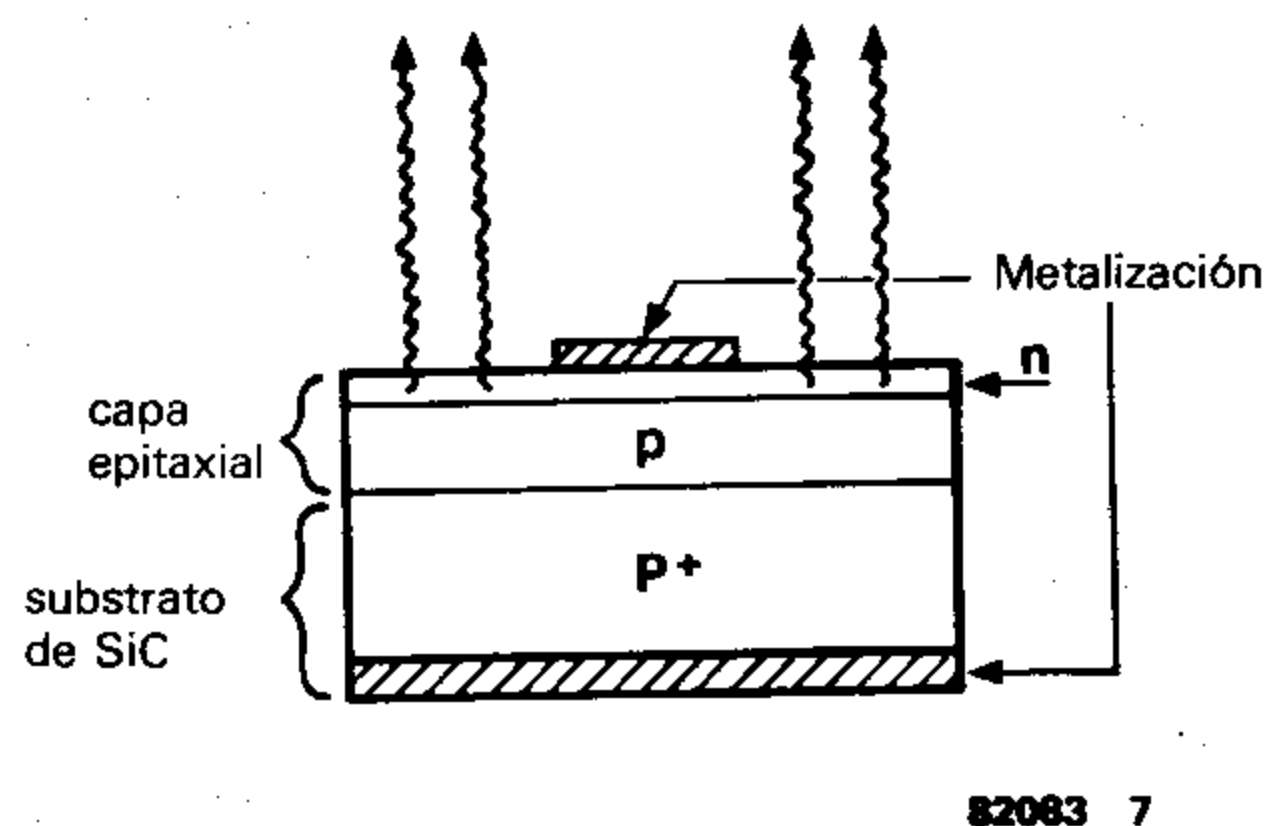
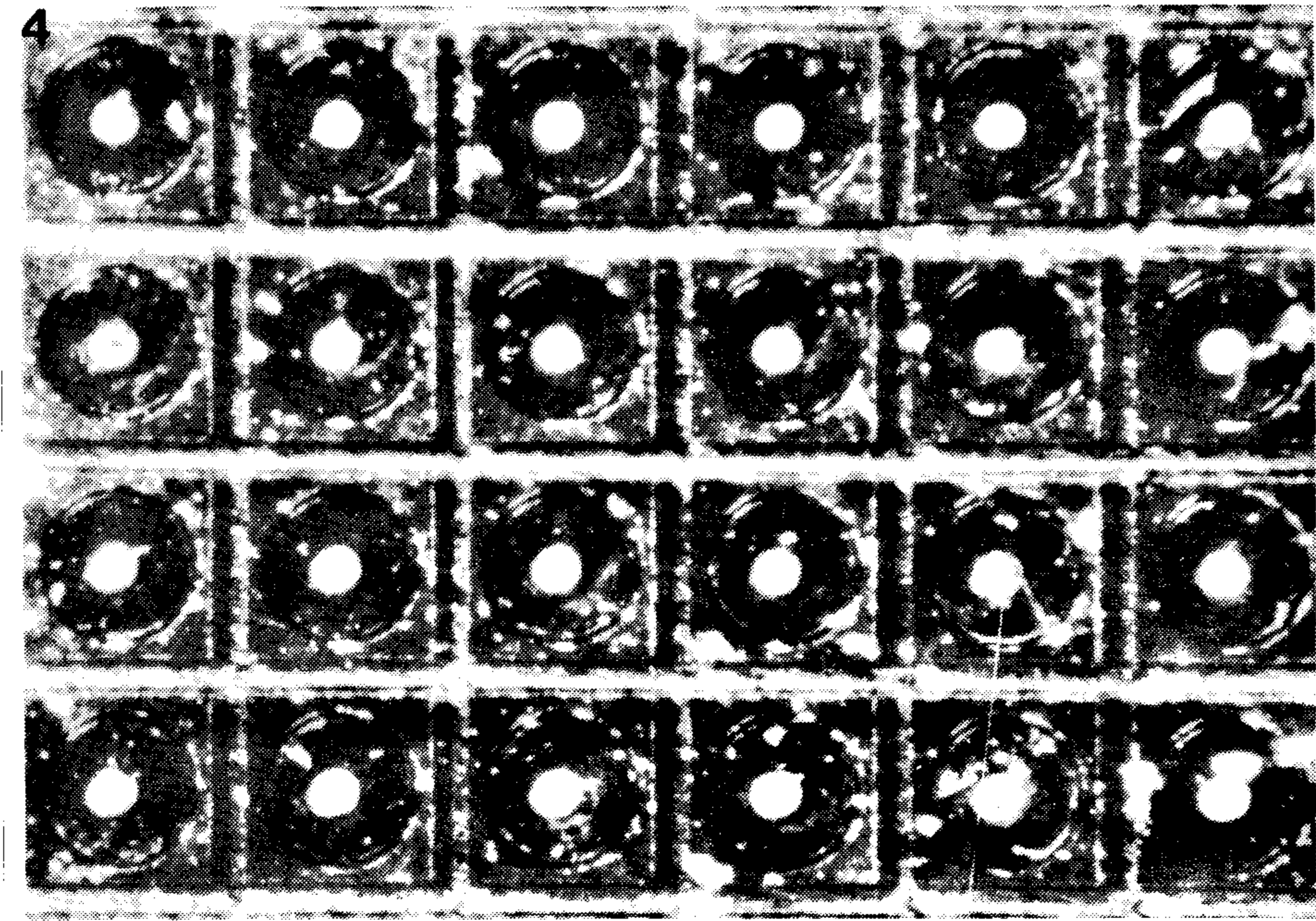


Figura 7. Corte esquemático de un LED de carburo de silicio.



Fotografía 3. Matriz de diodos LED de SiC. Cada recuadro dispone de una superficie redondeada, en cuyo centro aparece el punto de contacto n.

8

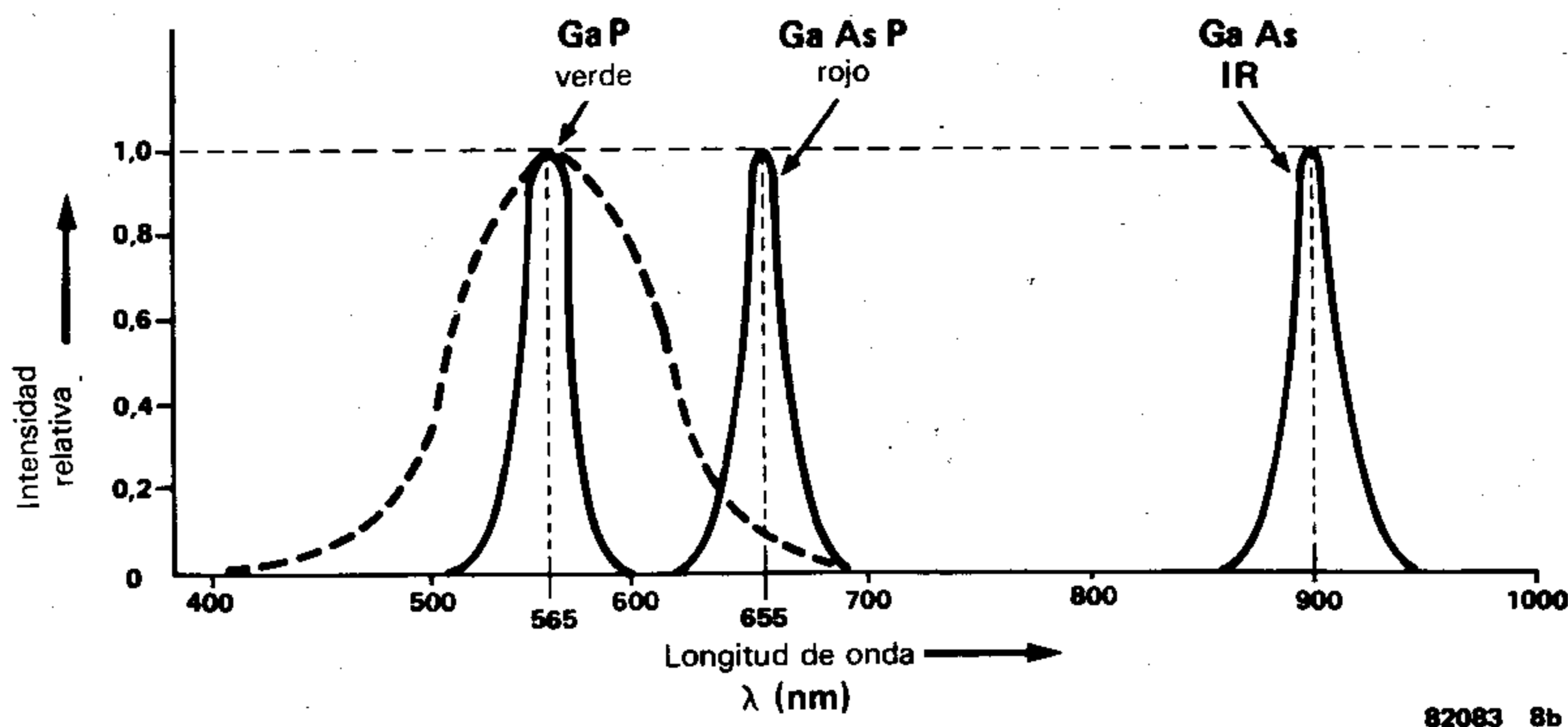
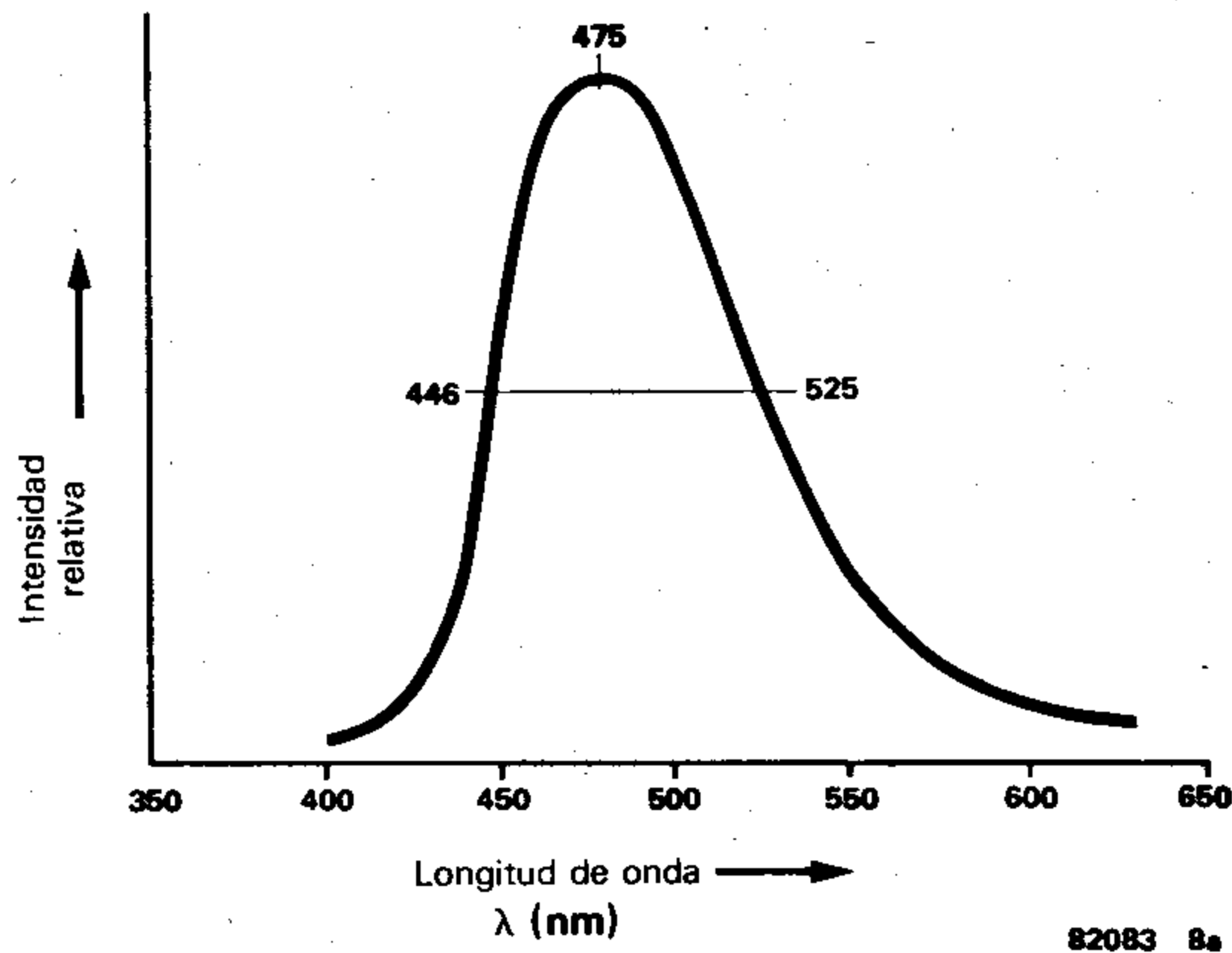


Figura 8. Espectro de emisión de un LED azul de carburo de silicio. Para facilitar la comparación, la figura 8b muestra los espectros de otros LEDs de distinto tipo. La línea de trazo discontinuo en forma de campana representa la zona de sensibilidad del ojo humano.

El procedimiento más eficaz para la obtención de uniones p-n es, sin lugar a dudas, el epitaxial. De forma totalmente independiente, dos firmas: Matsunami, en Japón, y Von Munch & Kurzinger, en la RFA, han construido LEDs azules, de rendimiento relativamente elevado, por procedimientos epitaxiales. Basándose en los trabajos precedentes, otras sociedades se han lanzado a la concepción y puesta a punto de LEDs azules de carburo de silicio siguiendo diversos procedimientos que comentaremos a continuación.

Procesos tecnológicos

El material bruto de base está constituido por obleas de SiC monocristalino, que, hasta ahora, sólo han podido sintetizarse según dos procesos: Acheson y Lely... Estas obleas son relativamente pequeñas, tanto por sus dimensiones como por su masa. La preparación del sustrato exige la adopción de un gran número de precauciones. Después del tallado y de la pulimentación es preciso verificar la posibilidad real de empleo del compuesto sintetizado. El material constitutivo del sustrato está ya dopado con impurezas de tipo p, puesto que los cristales se obtienen por fusión de arena con un determinado contenido de aluminio. Para minimizar eventuales defectos en un cristal se recurre a visualizarlo, por medio de la producción de una capa de óxido superficial y por topografía X (radiografía de la superficie mediante rayos X).

Hay que empezar por obtener una capa dopada con elementos n, con el fin de lograr una unión p-n o diodo. A continuación, por medio de un proceso epitaxial, se crea en el sustrato una capa de carburo de silicio dopada con impurezas tipo p. El proceso se desarrolla en un recipiente de grafito lleno con una masa de silicio en fusión saturado de carbono. Añadiendo aluminio durante el crecimiento epitaxial del cristal sobre el sustrato, se efectúa el dopado p de la capa siguiente. La temperatura de reacción está comprendida entre 1.600 y 1.700° C. Después de unos treinta y cinco minutos se obtiene una capa de unas 30 micras de grosor. Para el dopado de la capa siguiente se sustituye el aluminio por azote, con el fin de efectuar un dopado con impurezas tipo n y obtener así una unión p-n. Se ha podido aumentar la producción, llevándola del 30 por 100 inicial al 70 por 100, con la puesta a punto de un nuevo proceso de temperatura y tiempo y con la mejora del recinto de fusión. El porcentaje de residuo se debe en su mayor parte al empleo de un sustrato que presenta algún tipo de defecto.

Se ha logrado aumentar el rendimiento optimizando la concentración en aluminio de la capa p. Por el contrario, una modificación de la concentración de azote de la capa n no produce un efecto notable.

Una vez concluido el proceso epitaxial del sustrato, las pastillas de sustrato se cortan en «obleas» de 0,6 mm. x 0,6 mm. Desafortunadamente, estas obleas presentan fenómenos de alteración desplazando particularmente la coloración de la luz hacia el verde. Esta circunstancia se debe, sin lugar a dudas, a la deformación de la estructura de la oblea en sus bordes, por

9

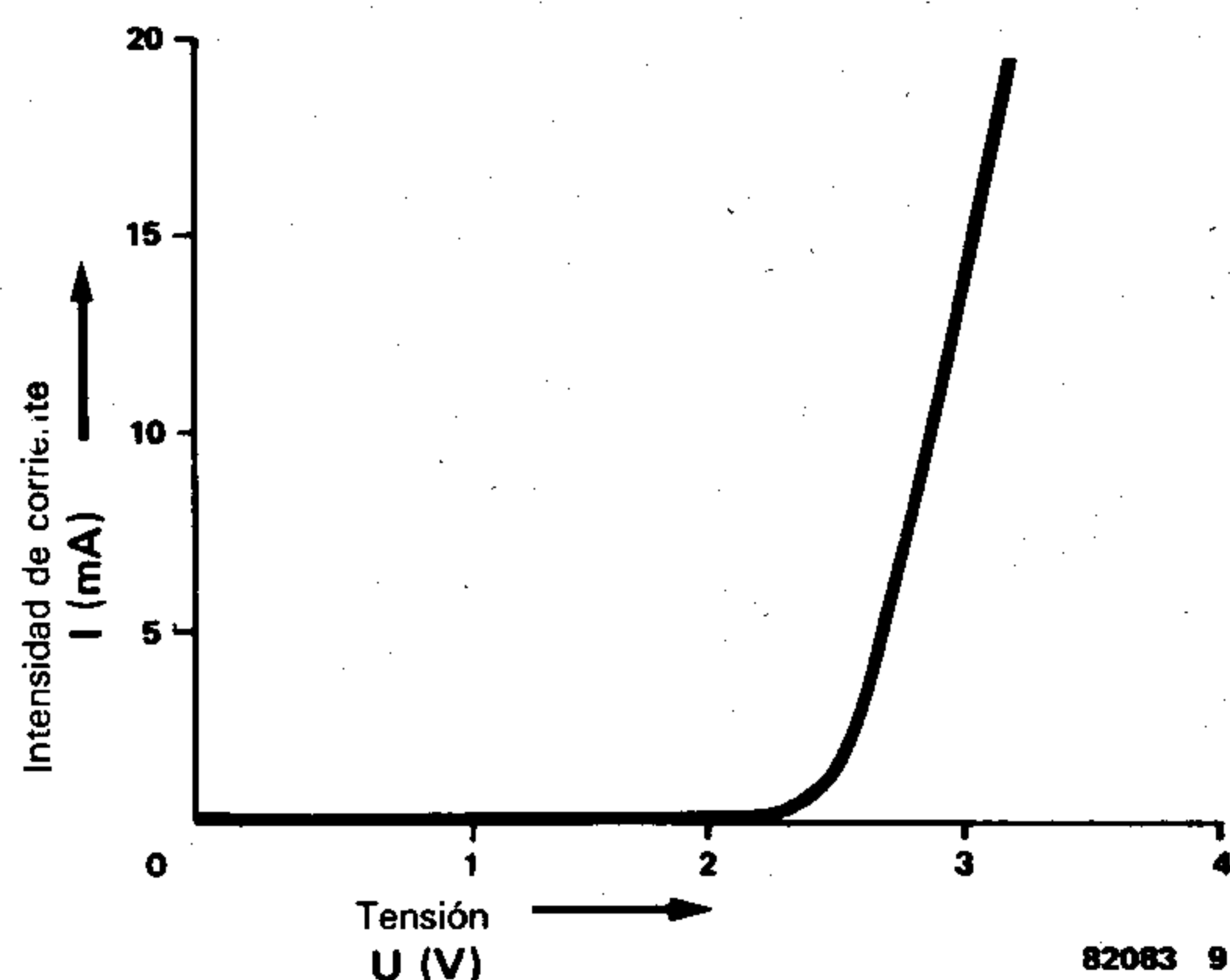


Figura 9. Curva característica de un LED azul. La tensión de funcionamiento es del orden de 2,5 V.

10

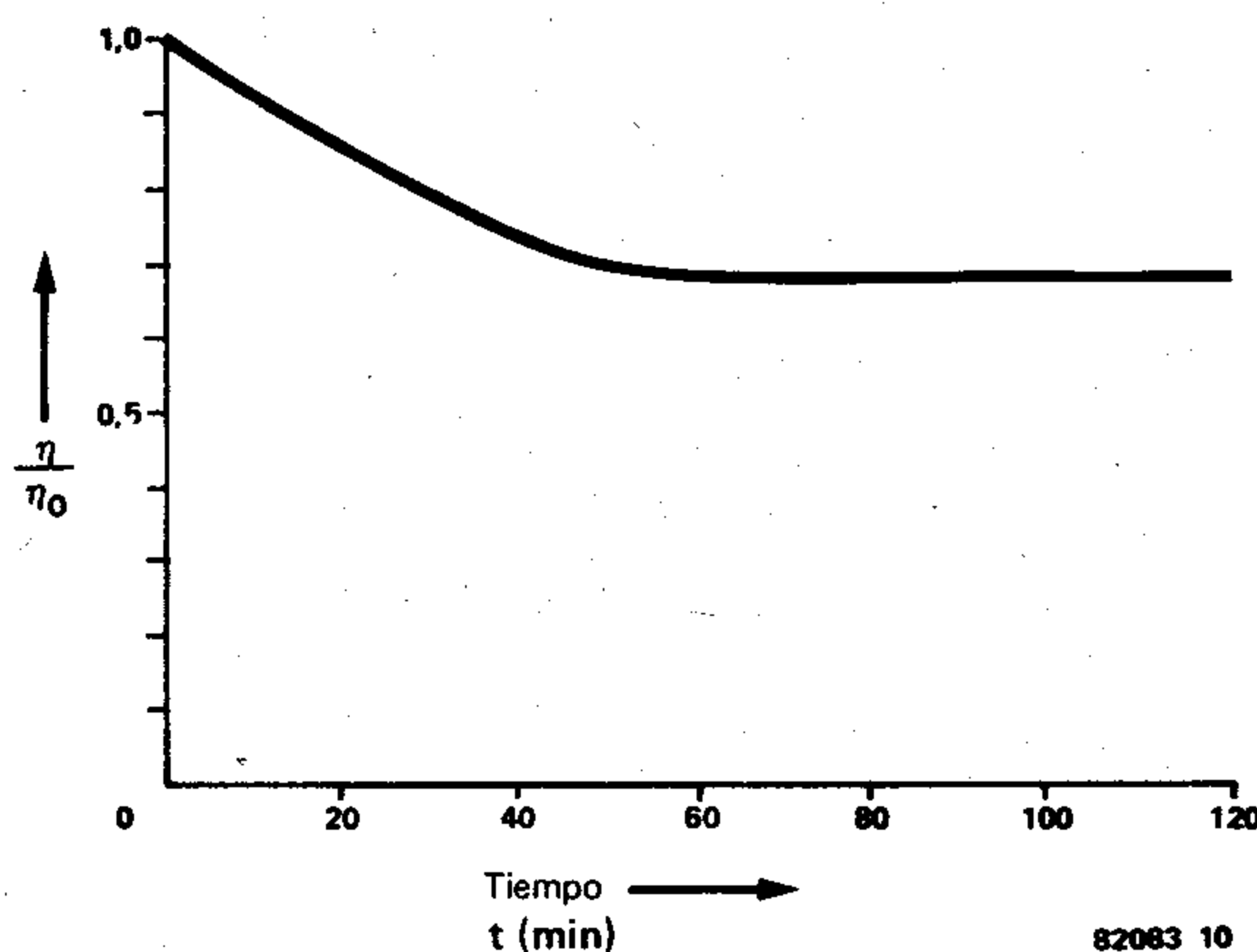


Figura 10. Comportamiento con el envejecimiento del LED azul. Después de un período de unos 30 minutos, el rendimiento se estabiliza a un 70% de su valor inicial.

Resultados y propiedades

Los procesos concebidos en los laboratorios de Siemens permiten la producción de LEDs azules de SiC en pequeñas cantidades, con un aceptable índice de reproducibilidad. Incluso sería posible lanzarlos al mercado para determinadas aplicaciones específicas, por supuesto, sabiendo que el rendimiento alcanzado es suficiente para un elevado número de aplicaciones.

La tensión de trabajo de los LEDs se sitúa en unos 2,5 V. La figura 8 muestra las características del espectro de emisión típico. Este es relativamente ancho, dado que nos encontramos en presencia de un proceso de radiación por recombinación indirecta; el extremo del espectro se sitúa cerca de los 475 nm, correspondientes al color «azul helado».

La figura 10 representa gráficamente el comportamiento de un LED durante su envejecimiento. En el transcurso de los treinta primeros minutos se observa que el rendimiento cae a un 70 por 100 del valor inicial, estacionándose en este punto.

¿Existen los LEDs azules? La respuesta es afirmativa y contundente. No obstante, bien es cierto que durante un intervalo de tiempo, cuyo término no es aún previsible, este tipo de LEDs permanecerá inaccesible al gran público. Esta situación cambiará el día en el que se descubra un proceso tecnológico que permita la fabricación de monocristales de carburo de silicio de notables dimensiones.

El interés que muestran los industriales en el dominio del carburo de silicio se inclina más hacia su potencial empleo para fabricar semiconductores, destinados a aplicaciones de alta frecuencia, que hacia su uso para la producción de LEDs azules. Si las investigaciones evolucionan según lo previsto es posible que dentro de algún tiempo nuestros lectores aficionados a la electrónica tengan en la palma de su mano una de estas bellezas «azules»; en todo caso, habrá que reconocer que no serán más que un sub-producto de la tecnología desarrollada para la fabricación de FETs de potencia de carburo de silicio.

BIBLIOGRAFIA

- E. Pettenpaul, W. von Münch y G. Ziegler: «Silicon carbide devices», Institute of Physics, Conf. Ser. N. 53.
 Alan Chappell, Volkmar Härtel: «Optoelectronics: theory and practice», Texas Instruments Ltd., Manton Lane, Bedford.

efecto de las operaciones de corte. Para mejorarlo se recurre a un procedimiento de mesa-grabación. Para ello, se empieza por reproducir un patrón de oxidación por foto-aislamiento, a continuación se retira la capa superficial (de la oblea) no protegida por la capa de óxido, con la ayuda de una mezcla gaseosa de cloro y oxígeno a una temperatura de 1.000° C. De esta forma, se obtienen eliminaciones separadas por trazas en cruz, de ahí el apelativo «mesa» otorgado al proceso. Estas superficies de 0,4 mm. de lado se encuentran sobre una oblea, cuyas dimensiones exteriores de origen no se han visto alteradas. Después de la grabación y separación se po-

sicionan los puntos de conexión sobre la oblea. Para ello, se depositan una serie de capas de níquel y, luego de oro en la superficie superior y una serie de capas de aluminio y, a continuación, de titanio y de oro sobre la superficie dopada con impurezas tipo p.

El contacto n se suelda sobre una pequeña superficie portadora; otro tanto se realiza con el contacto p. Ya sólo queda una última operación, que consiste en el encapsulado y sellado del componente. Con este último proceso se consigue una mejor concentración de la luz, incrementando paralelamente el rendimiento luminoso del LED.

Utilizaremos un circuito con muy pocos componentes y con un consumo de potencia (0,3 mA) suficientemente pequeño para permitir el empleo de una pila de mercurio. El C.I. ZN 414 de Ferranti es el «corazón» del circuito. Se trata de un circuito integrado de dimensiones parecidas a las de un transistor BC 107, también con tres patillas. Sin embargo, la similitud desaparece al constituir un receptor completo. Sólo hay que añadirle un circuito de sintonía compuesto por un condensador y la antena.

En la figura 1 se muestra un diagrama de bloques de los módulos que constituyen el ZN 414. Observemos que hay una etapa de entrada de alta impedancia, un amplificador de RF, un detector de AM y un CAG (control automático de la ganancia).

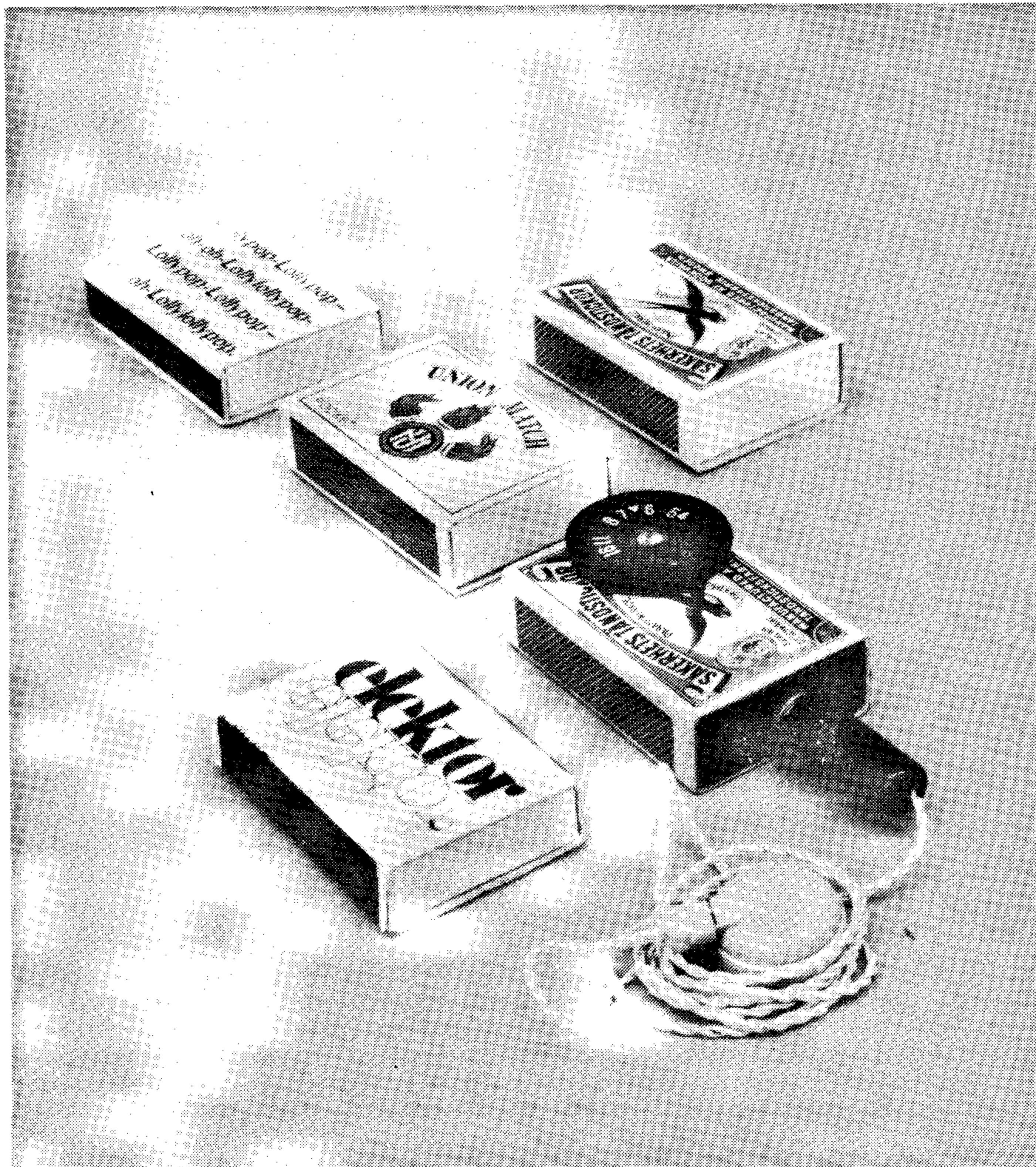
En la figura 2a aparece el diagrama del circuito del receptor completo, cuando se utiliza un auricular magnético de alta resistencia (unos 200 ohmios). El montaje es una especie de equivalente moderno del receptor de cristal antiguo (normalmente de galena). Si se tiene posibilidad de disponer de un auricular magnético de alta impedancia (que no es muy frecuente en la actualidad), bastará añadir cinco componentes al circuito integrado para tener un micro-receptor radio. Dichos componentes son: una bobina, un condensador de sintonía, dos condensadores y una resistencia.

La resistencia en corriente continua o resistencia interna (que no hay que confundir con la impedancia) del auricular no debe tener un valor óhmico demasiado pequeño para un montaje tal como el ilustrado en la figura 1a, puesto que sirve también de resistencia de control automático de la ganancia para el circuito integrado. Se podrá conectar, para conseguir resultados satisfactorios, un auricular que tenga una resistencia a la corriente continua de 200 ohmios como mínimo. Si el valor de esta resistencia fuera bastante inferior, bastará añadirle en serie una resistencia de valor adecuado, R_X . Aunque no sea excesivamente elegante, este recurso solventará perfectamente el problema.

mini-receptor de OM

(¡La onda media en una caja de cerillas...!)

En esta época de superminiaturización, la electrónica parece ofrecer el «más difícil todavía». En el campo de los aparatos de radio se han diseñado multitud de miniaturas, pero, en su mayoría, con deficiencias en su sensibilidad y potencia de salida, aparte de problemas relacionados con la antena. Con la aparición del C.I. ZN 414, los diseños se hacen más sencillos y de mejor calidad. Este integrado permite construir montajes atractivos que pueden funcionar satisfactoriamente sin tener que gastar una fortuna. Basta con asociar unos pocos componentes y tendremos un aparato con buenas prestaciones de potencia de salida, recepción y selectividad.



1

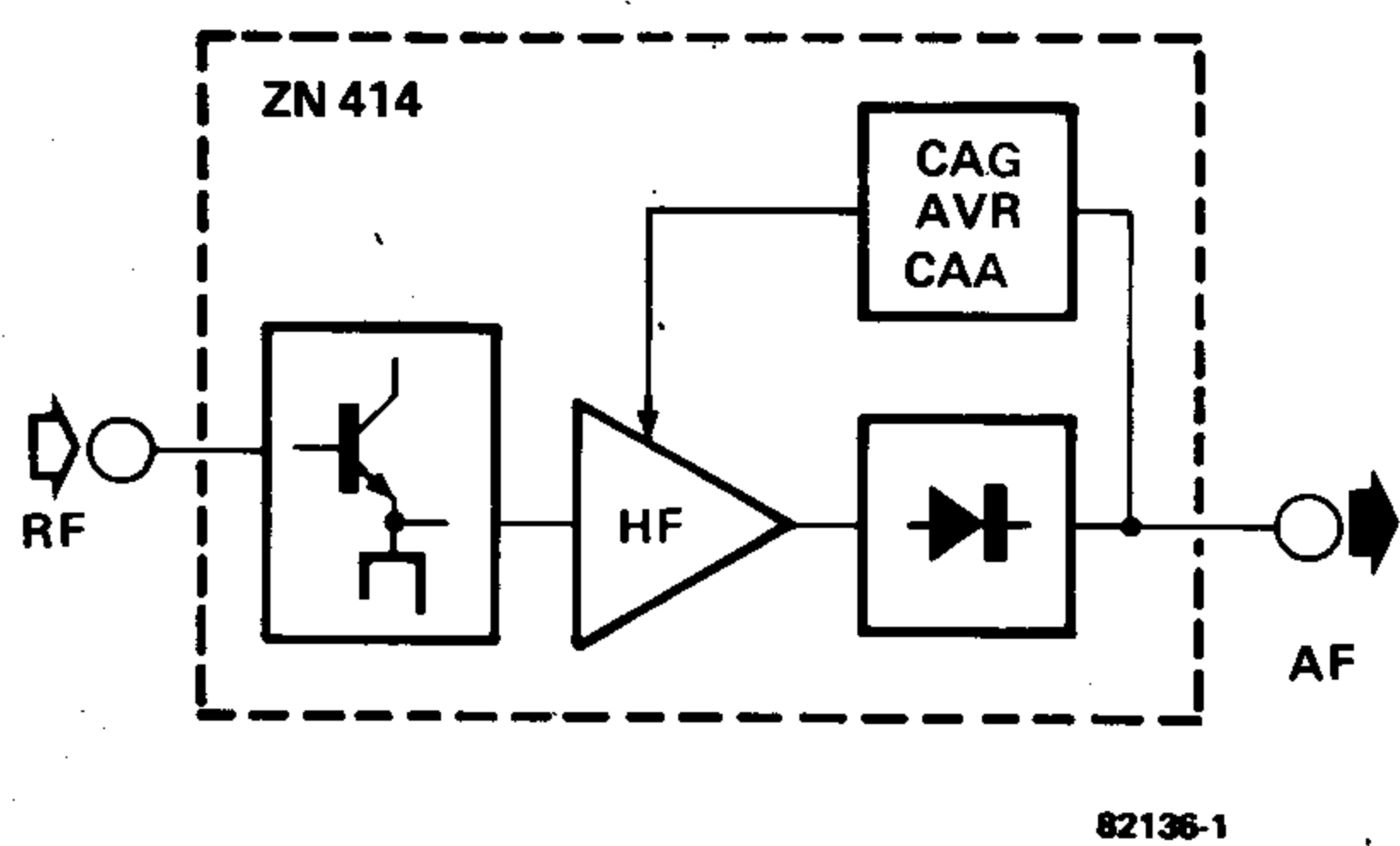


Figura 1. Constitución interna del ZN 414. Basta añadirle cinco componentes para obtener un receptor completo.

El valor que se dará a R_X depende, en gran medida, de la sensibilidad del auricular. Una resistencia total de CAG (esto es, la suma de las resistencias del auricular y de R_X) del orden de 500 ohmios es la mejor solución de compromiso entre una buena sensibilidad y un funcionamiento correcto del CAG. Un mínimo absoluto lo establecemos en 100 ohmios y el máximo en 15 k. En nuestro prototipo emplearemos una resistencia a la corriente continua de 170 ohmios (con una resistencia en alterna de 1 k), que será suficientemente sensible para permitir la conexión en serie de una resistencia R_X de 330 ohmios. Por supuesto, la combinación óptima ha de determinarse experimentalmente.

2

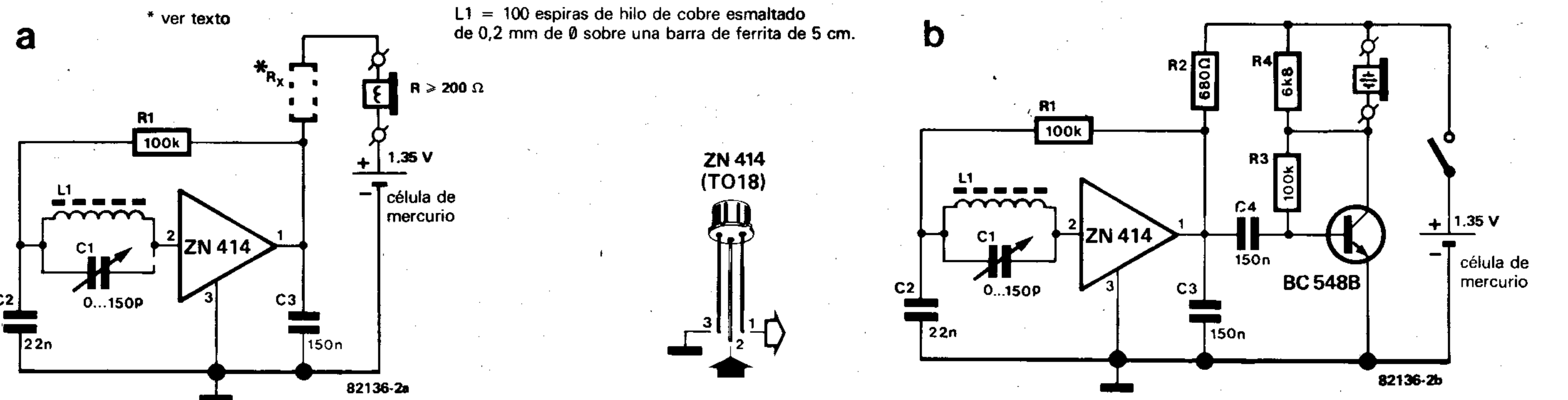


Figura 2. El circuito integrado es capaz de excitar directamente un auricular magnético de alta impedancia (fig. 2a). Si se emplea un auricular de cristal, es preciso añadir la etapa de amplificación que se describe en la figura 2b.

3

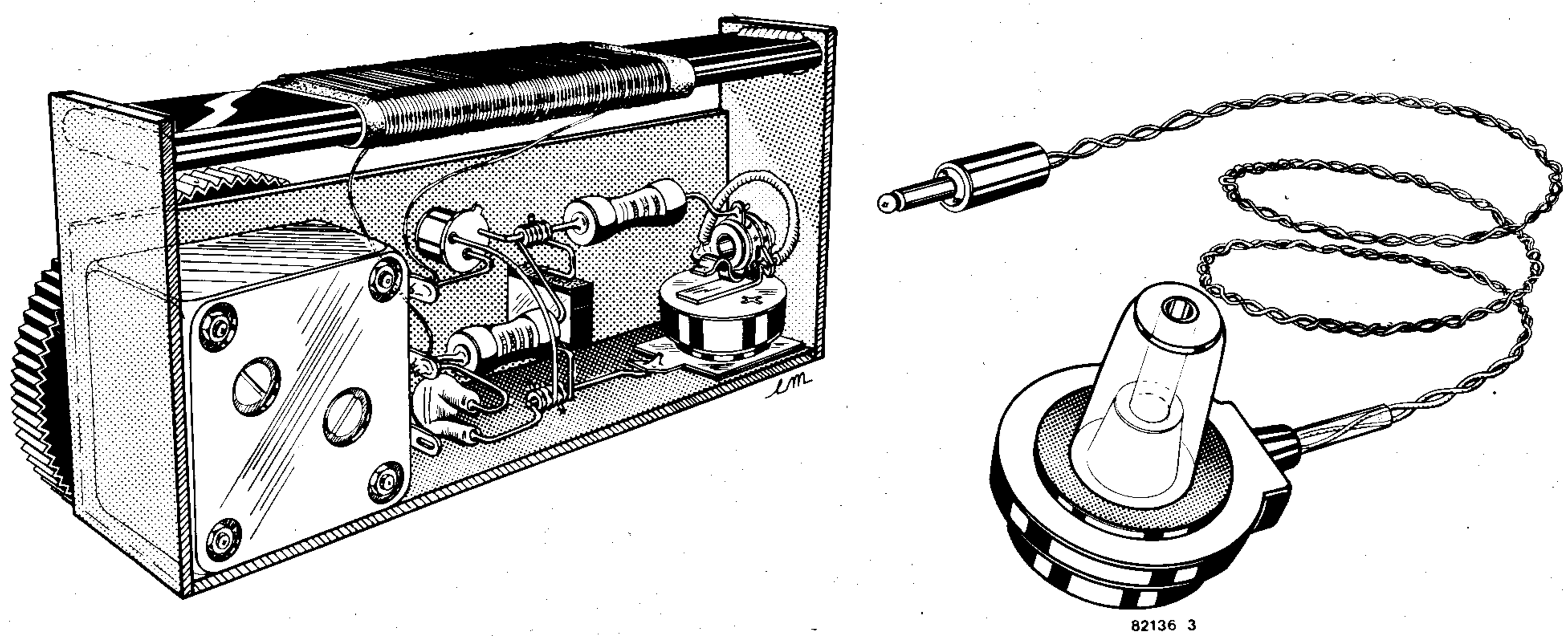


Figura 3. Colocación del montaje en una caja de cerillas. El chasis está construido con trozos de placa de plástico adaptados al interior de una auténtica caja de cerillas. Queda espacio disponible para todos los componentes con la inclusión de la etapa de salida, si se requiere.

Los auriculares ordinarios, que se caracterizan por su pequeña impedancia (que suele ser de 8 ohmios), no podrán utilizarse a no ser que se disponga de un transformador de adaptación (en miniatura) adecuado.

Pasemos, ahora, al esquema de la figura 2b. Si se le compara con el de la figura 2a, puede observarse que tiene cuatro componentes suplementarios. El circuito real construido a partir de este esquema cabrá también en una caja de cerillas y los componentes añadidos permiten el empleo de un auricular de cristal de alta impedancia y de bajo coste. La razón es que dichos componentes constituyen una simple etapa de amplificación. En lo que respecta al consumo de corriente, los dos montajes no difieren apenas, pues la etapa añadida sólo supone un incremento de 0,1 mA. Acaso echen de menos un condensador de desacoplo de la alimentación. Su ausencia se debe a que la resistencia interna de la pila de mercurio utilizada es tan pequeña que hace inútil un componente de esta naturaleza y ¡cuantos menos componentes tanto mejor!

Montaje

La elección de la caja se deja a los deseos del lector, pues dependerá del tamaño de los componentes. El prototipo, que ofrecemos, se introdujo en una caja de cerillas (ver fotografía), sólo a título orientativo y para dar una impresión de su tamaño real. El diseño original tiene una barra de ferrita plana de 50 mm. de longitud con una sección transversal de 12×4 mm., pero bastará cualquier ferrita de unos 10 mm. de diámetro. La bobina de antena está constituida por 100 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. devanadas sobre un armazón de papel o de cartulina. La barra de ferrita se inserta en la bobina así formada. El condensador variable es del tipo doble en tándem (de 14 pF y 59 pF) que suele utilizarse por los fabricantes en los aparatos de radio de bolsillo para onda media, disponibles en el comercio. En el caso de que los lectores desearan tener un devanado con menos espiras o utilizar una barra de ferrita con un factor de permeabilidad no habitual deberán conectar en paralelo las dos secciones del condensador.

Todos estamos de acuerdo en que no compensaría diseñar una placa de circuito impreso para este aparato, pues probablemente nos ocuparía más espacio que el receptor completo y resulta más cómodo interconectar directamente los componentes. La figura 3 le sugiere una forma de hacerlo.

La utilización de una auténtica caja de cerillas lleva consigo algunos riesgos y por ello, aconsejamos construir una caja interna más robusta, hecha con trozos de placa de expoxi (desprovistos de su capa de cobre), unidos con adhesivo.

Se empieza por colocar el condensador de sintonía en este «chasis» y sujetarlo con dos tornillos. A continuación, se sitúa la barra de ferrita en sentido longitudinal y se la fija en los dos extremos de la caja con unas gotas de adhesivo especial.

En uno de los lados de la caja se coloca la hembrilla que recibirá la clavija macho del auricular. Uno de los contactos de esta cla-

vija hembra del chasis suele servir para cortar el altavoz cuando se inserta el auricular. Por supuesto, esta función no la utilizaremos en nuestro montaje y destinaremos este contacto para conexión de la pila. La parte de contacto móvil del conmutador se corta con unos alicates, o cortahilos, para dejar solamente el terminal fijo, que servirá como contacto positivo para la pila. Una pequeña placa de latón (encolada a la parte lateral del chasis) servirá como contacto negativo. La posición de la conexión de hembrilla vendrá determinada por el tamaño de la pila.

Hay que tener presente que si se construye el circuito según el esquema de la figura 2a no se necesitará un interruptor de endendido/apagado, puesto que la tensión de alimentación queda sin aplicar al circuito cuando se retira la clavija del auricular. Dicha alimentación volverá a aplicarse al introducir el auricular en la hembrilla correspondiente.

Si, por el contrario, se sigue el esquema de la figura 2b será preciso un interruptor.

La pila utilizada debe ser del tipo de mercurio de 1,35 V, modelo PX675. Es uno de los tipos más comunes y no se tendrá dificultad en encontrarla.

Observaciones finales

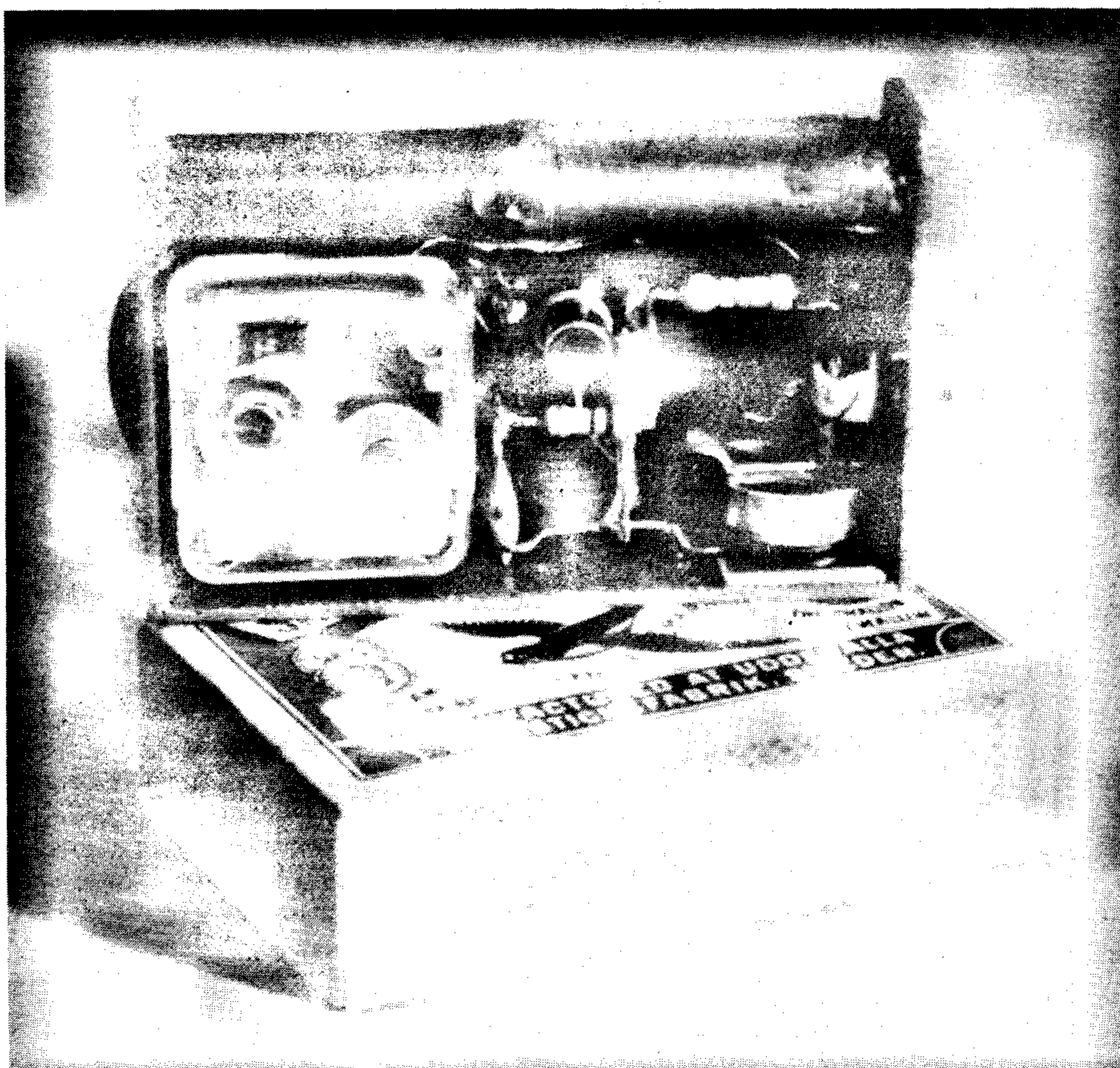
Si encontrara alguna dificultad en la recepción con el auricular (silbidos cuando se sintonice entre estaciones), puede subsa-

narla invirtiendo las dos conexiones de la bobina de antena.

Habida cuenta de las dimensiones del receptor no hemos de esperar «el oro y el moro», pero estamos seguros de que se sorprenderán por sus buenas cualidades y si se utiliza en una zona despejada se podrán captar fácilmente varias emisoras.

Una observación final sobre la pila. Este tipo suele proporcionar unos 200 mA-h, lo que supone de unas 400 a 500 horas de escucha de nuestro aparato. Dosifique, pues, su consumo, aunque, desde luego, no se trata de un montaje devorador de energía.

■



¡lo último en reducción de ruido!

pende, en gran medida, de las características de ruido del sintonizador. El ruido perceptible en una recepción de FM se deberá, en gran parte, al propio sintonizador. Actualmente, se consiguen relaciones de señal/ruido de 70 a 85 dB cuando la tensión de entrada de la antena se sitúa en un orden de magnitud de 2.000 microvoltios, pero, entonces, dicha calidad tiene su precio (un amplificador de antena proporciona, sin ninguna dificultad, dicha tensión, pero también el ruido que le acompaña). Lamentablemente, no todo el mundo reside en un lugar privilegiado que permita la recepción de una señal de esta naturaleza.

Si le fuera imposible, o muy difícil, suprimir el ruido, siempre puede intentar anular

los sistemas CX y DNR

En el mundo de la alta fidelidad surgen, día a día, nuevos sistemas reductores de ruido que aparecen en el mercado con una periodicidad semejante a la de las mareas. No hace mucho tiempo, la poderosa CBS ha lanzado un nuevo sistema con la denominación de CX. ¡No se trata de un Citroen, sino de un sistema de expansión compatible! Pretende que los discos, cassettes y emisiones en frecuencia modulada que se traten con el empleo de este método en el extremo «transmisor», suenen perfectamente sin ningún tratamiento posterior en el extremo «receptor». Por otro lado, National Semiconductor ha lanzado el sistema DNR, concebido como un tratamiento «a posteriori», pues no hay tratamiento de la información de audio antes de su grabación en un soporte cualquiera. Actúa como una «válvula» de la banda de paso, por cuanto que el ancho de banda de la reproducción está directamente relacionado con la señal recibida y ello contribuye a disminuir el ruido. Cuando el ancho de banda de la reproducción es grande, el ruido queda enmascarado por la señal que ha de reproducirse.

«Abajo el ruido» podría ser el slogan de una pancarta, portada por los manifestantes de una demostración pro-audio, sin importar que los manifestantes fueran fabricantes o consumidores. Y decimos esto porque no se ha conseguido suprimir por completo el ruido. Tomemos, por ejemplo, el disco. Una vez que hicieron su aparición la tecnología digital de grabación y los nuevos materiales para discos, da la impresión de haberse alcanzado el límite de sus posibilidades, pues es prácticamente imposible hacerlo mejor. A menos que todos nos pasemos al disco digital de lectura óptica como el Compact Disc (de Philips o de Sony) o capacitiva como el Mini Disc (de Telefunken).

Por el contrario, las cassettes admiten mejoras y prueba de ello es la aparición periódica de nuevas capas de óxidos metálicos o, incluso muy recientemente, de metales puros. La calidad de la emisión en FM de-

sus efectos audibles, con el empleo de un sistema reductor de ruido. Dichos sistemas se pueden clasificar en dos categorías.

Un primer método consiste en someter a la señal a un tratamiento previo antes de que se grabe en un disco, en una cassette o que se transmita por el aire y luego, aplicarle un tratamiento posterior, de modo que vuelva las cosas a su sitio respectivo. Concretamente, se trata de hacer que, a causa de un tratamiento determinado de comprensión (concentración, refuerzo) del lado del emisor, la señal de audio sea todavía más potente en comparación con el ruido. Ello permite pensar que hay grandes posibilidades de que, en la recepción, se tenga una señal de audio confusa, si no se somete a un tratamiento posterior. La experiencia demuestra que se obtienen mejores resultados cuando la compresión sufrida antes de la emisión va seguida por un tratamiento de expansión en la recepción.

Estos sistemas han recibido la denominación de «compresor-expansor» en razón al procedimiento utilizado; la mayor parte de los sistemas actuales funcionan con esta base. No hay más que pensar en el Dolby que ha llegado a ser el procedimiento industrial normal, luego en el dbx, no hace mucho tiempo, apareció el High Com y ahora... el CX.

Sin embargo, hay muchas cuestiones que el usuario suele plantearse. Una de sus preocupaciones primordiales es saber si todo va bien si no hay tratamiento posterior. La base fundamental del problema es conocer lo que se entiende al hablar de «compatibilidad». ¿Es compatible el nuevo sistema con el antiguo? A veces la interrogante se invierte y la pregunta es: ¿Es compatible el sistema antiguo con el nuevo? Vamos a tratar de responder, de forma adecuada, a esta pregunta crucial pues, si fuera cierto que la compatibilidad reivindicada por CBS la confirman las publicaciones profesionales especializadas en alta fidelidad, que el precio de coste del soporte electrónico que precisa el sistema CX es reducido y que su complejidad es pequeña en sí misma, no es menos difícil la posibilidad de disociarlo de un contexto mucho más amplio. Antes de tratar en profundidad los sistemas reductores de ruido, somos conscientes de que a algunos lectores les gustaría saber por qué se dedican tantos esfuerzos a mejorar un sistema de reproducción del sonido que ya es centenario. Realmente se trata de problemas económicos. En efecto, resulta imposible comparar el disco digital y las cantidades que se han invertido en la industria del disco tradicional, para su producción y su reproducción, tanto por los fabricantes como por los consumidores. Se alcanzan sumas astronómicas que superan, sin duda alguna, al valor del déficit previsto para 1982.

Nuestro propósito no era básicamente hacer una elección, sino una adición. Los nuevos sistemas reductores de ruido desempeñan, en efecto, una función útil en el curso de este período de transición entre el disco analógico y el disco digital, cuya duración todo el mundo está de acuerdo en considerar como relativamente largo. Siguen siendo muy importantes en lo que respecta al campo de la cassette. Por otra parte, no es menos cierto que los discos digitales tienen un mejor factor de ruido que los discos analógicos. Pero las cosas no son tan sencillas como parecen. En otras ocasiones, hemos destacado el hecho de que el ruido digital es más desagradable que el analógico y que por esta sencilla razón, es preciso que la magnitud de la relación señal/ruido sea más grande (habiéndose estimado la diferencia necesaria en unos 12 dB). Se estima que hay un medio para superar estos inconvenientes y lo trataremos a continuación.

El filtro de ruido dinámico: la «válvula de la banda de paso»

Este método se concentra en el filtrado de la señal de audio en el receptor y se trata, pues, de un sistema universal. Los lectores pueden preguntarse por qué esta clase de sistema no se emplea en lugar de los diversos dispositivos de «compresión».

expansión» anteriormente citados, puesto que seguramente resolvería, de una vez por todas, el problema de la compatibilidad. Y precisamente ésta es la gran dificultad pues la mejora máxima de la relación señal/ruido, expresada en dB, es claramente más débil y existe, por otra parte, un riesgo relativamente importante de que la señal de audio sufra también un deterioro digno de consideración tras el tratamiento. ¿Cómo está intrínsecamente constituido un filtro de ruido dinámico? Es preciso saber que el ruido más molesto se sitúa en la gama de las frecuencias entre 1 y 10 kHz. Muy a menudo, la banda de paso de audio por encima de 1 a 2 kHz no es necesaria y por ello, basta intercalar un filtro de paso bajo. Si en un instante dado, no hay señal en absoluto, el filtro será ajustado para la frecuencia de corte mínima con miras a conseguir la magnitud máxima de reducción de ruido. Si fuera preciso transmitir señales que tengan frecuencias superiores a la de corte mínima, el punto de corte se adaptará de forma que las señales lleguen sin haber sufrido prácticamente ninguna atenuación. Aunque esto significa que pasará también más ruido, no tendrá ningún efecto desfavorable sobre el resultado, puesto que hará su aparición un fenómeno psico-acústico, que se podría llamar «enmascaramiento». Dicho de otro modo, el ruido será escasamente audible siempre que vaya acompañado por una señal de audio potente. La solución es, pues, limitar el ancho de banda, tanto como sea posible, al valor útil más elevado, lo que hará mínimo el ruido audible.

Uno de los primeros fabricantes en basar un sistema reductor de ruido en el principio anteriormente expuesto fue Philips con su introducción del sistema DNL (Dynamic Noise Limiter = Limitador de ruido dinámico) hacia el año 1973. A continuación, hizo su aparición el sistema NR-2 y el DNL de Burwen. Y ahora tenemos el sistema DNR patrocinado por National.

Y ya es la ocasión de presentar a nuestros lectores los dos más recientes limitadores de ruido. Comencemos por el de la CBS que se conoce por la denominación de CX, concebido y puesto a punto por Gravereaux y Abbagnare.

Sistema de expansión compatible: CX.

Aunque existen sistemas con este nombre utilizados para la grabación y la reproducción de cassettes, el CX se ha concebido con el fin de mejorar el margen dinámico del disco. Una de las razones de esta elección ya se ha dado anteriormente en este artículo. Otra razón es la siguiente: las grabaciones modernas se realizan con el empleo de grabadoras de cinta de pistas múltiples con medios digitales y esta forma de trabajo permite conseguir un margen dinámico de 95 dB por pista. La mezcla de un cierto número de pistas (que suelen ser 24) lleva consigo la aparición de ruido suplementario, lo que tiene por efecto reducir el margen dinámico a unos 81 dB. Un disco moderno, por otro lado, tiene un margen dinámico máximo de 60 dB aproximadamente. La diferencia de 20 dB representa la

mejora dinámica conseguida por reducción de ruido gracias al sistema CX.

Se puede obtener esta mejora efectuando una compresión en la grabación, seguida por una expansión en la reproducción. A diferencia con otros sistemas, la compresión y la expansión son independientes de la frecuencia. Puesto que el sistema CX es compatible, las grabaciones de CX suenan bien incluso sin expansión, aunque habrá que resignarse a perder la ganancia de 20 dB. El precio de un decodificador CX se sitúa en el nivel de las 10.000 ptas. pero al considerar que gran parte de dicho coste corresponde a la caja y a la fuente de alimentación, se puede pensar que una integración en el interior de los amplificadores podría disminuir notablemente su coste y esperamos que ello se produzca en un futuro inmediato. El sistema CX se caracteriza también por una reproducción excelente de las señales transitorias bruscas o rápidas y la calibración requerida para la compresión y expansión no es crítica.

En la figura 1 se observa que se utilizan amplificadores controlados en corriente tanto en la compresión como en la expansión. La tensión de mando de estos amplificadores posee un margen dinámico que depende de la señal. La corriente de mando se deriva de las dos señales de audio de los canales izquierdo y derecho, después de haber atravesado un detector de cresta y filtros de paso alto de 100 Hz. Durante la fase de compresión (figura 1a), éstos nos proporcionan las dos señales de salida, mientras que en el proceso de expansión (figura 1b), obtendremos las dos señales de entrada.

¿Cómo actúan la compresión y la expansión? Comencemos por la compresión y examinemos la figura 2a. Los dos ejes de la representación gráfica están graduados en niveles, expresados en dB. La tensión de entrada del compresor está situada en el eje horizontal (eje de abscisas) y la velocidad a la cual se graba la señal en el disco puede observarse en el eje vertical (eje de ordenadas). La magnitud de 0 dB corresponde a una velocidad de 3,54 cm. por segundo. Si no hay compresión, existe una relación lineal entre la velocidad y el nivel existente a la entrada, tal como se indica por la línea de trazos de la figura 2a. Cuando este nivel es superior a -40 dB, se dice que hay una compresión de una relación de 2:1. Ello quiere decir que una variación de x dB del nivel de entrada lleva consigo un cambio de $\frac{1}{2}x$ dB de la velocidad de grabación. Cuando el nivel de entrada se mantiene inferior a -40 dB se conservará la relación con la velocidad de grabación de 1:1, lo que significa que no se produce compresión alguna.

Pasemos ahora a la expansión, tomando como referencia la figura 2b. La tensión de entrada del expansor se representa en la abscisa de la figura 2b y es función de la velocidad de grabación del disco y, por consiguiente, del nivel de la reproducción. También en este caso, la magnitud de 0 dB corresponde a una velocidad de grabación de 3,54 cm. por segundo y la relación entre esta velocidad y el nivel de entrada se representa por una línea de trazos con un ángulo de inclinación de 45° en caso de que no haya expansión. Cuando el nivel de grabación alcanza o supera -20 dB, hay una expansión en la relación 1:2 y ello significa que una

1a

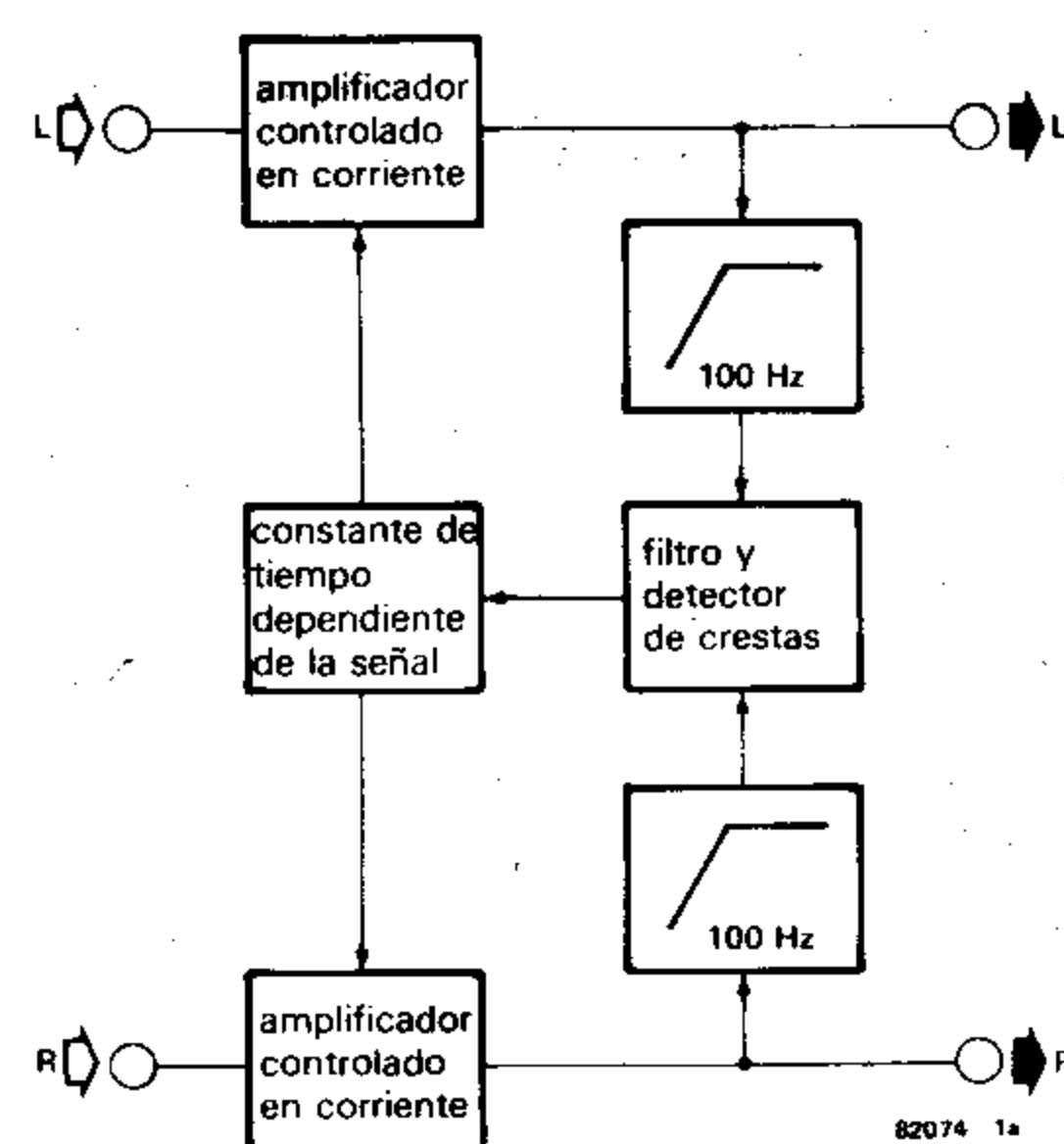


Figura 1a. Diagrama de bloques del compresor de CX.

1b

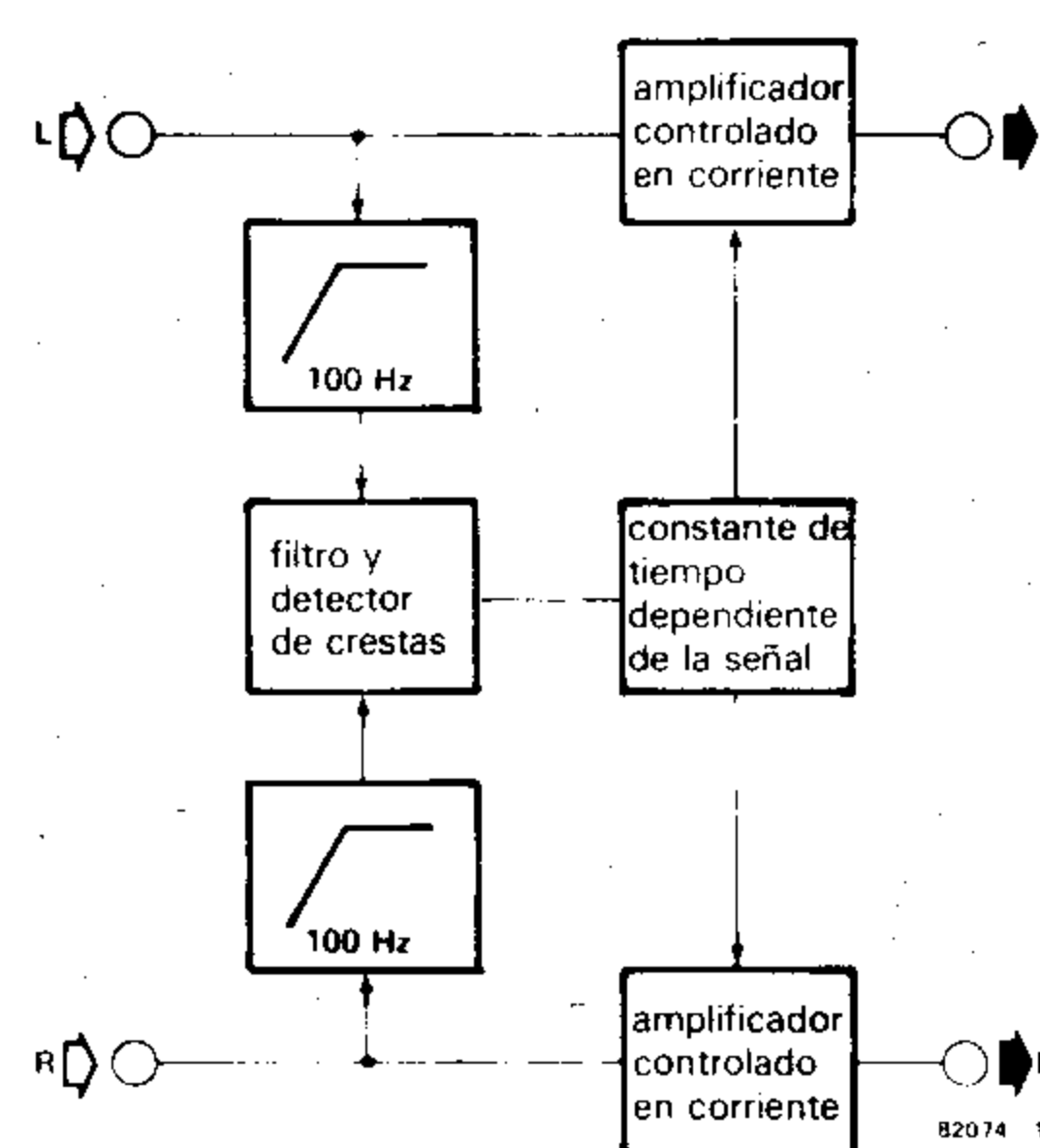


Figura 1b. Diagrama de bloques del expansor de CX.

variación de x dB del nivel de grabación trae consigo una variación de 2x dB en el nivel de salida del expansor. Si el nivel de grabación es inferior a -20 dB, no se producirá ninguna expansión. En la representación gráfica se ilustra esta evolución bajo la forma de un ángulo de 45°, que corresponde a una relación de 1:1.

La suma de los efectos de la compresión y de la expansión debe acabar por producir una relación de 1:1 entre el nivel de entrada del compresor (abscisa de la figura 2a) y el nivel de salida del expansor (ordenada de la figura 2b). Como muestra la figura 2c, esto es exactamente lo que sucede. En efecto, se constata en ella que para los ejemplos de niveles de entrada de -15 dB y de -50 dB se tienen los niveles de salida de -15 dB y de -50 dB. Las dos líneas marcadas ③ se refieren a la transición desde el eje vertical en la figura 2a al eje horizontal en la figura 2b, estando ambas relacionadas con la velocidad de grabación. Por consiguiente, la señal vuelve realmente a su estado original después de haber sido objeto de compresión y de expansión.

Las posiciones de los puntos de ruptura de las curvas de características de compresión y de expansión son simétricas respecto a la curva total de conjunto, que representa la línea que forma un ángulo de 45° con respecto a los ejes. Muy pequeñas variaciones en el posicionamiento de estos puntos de ruptura, debidas a una calibración imper-

2a

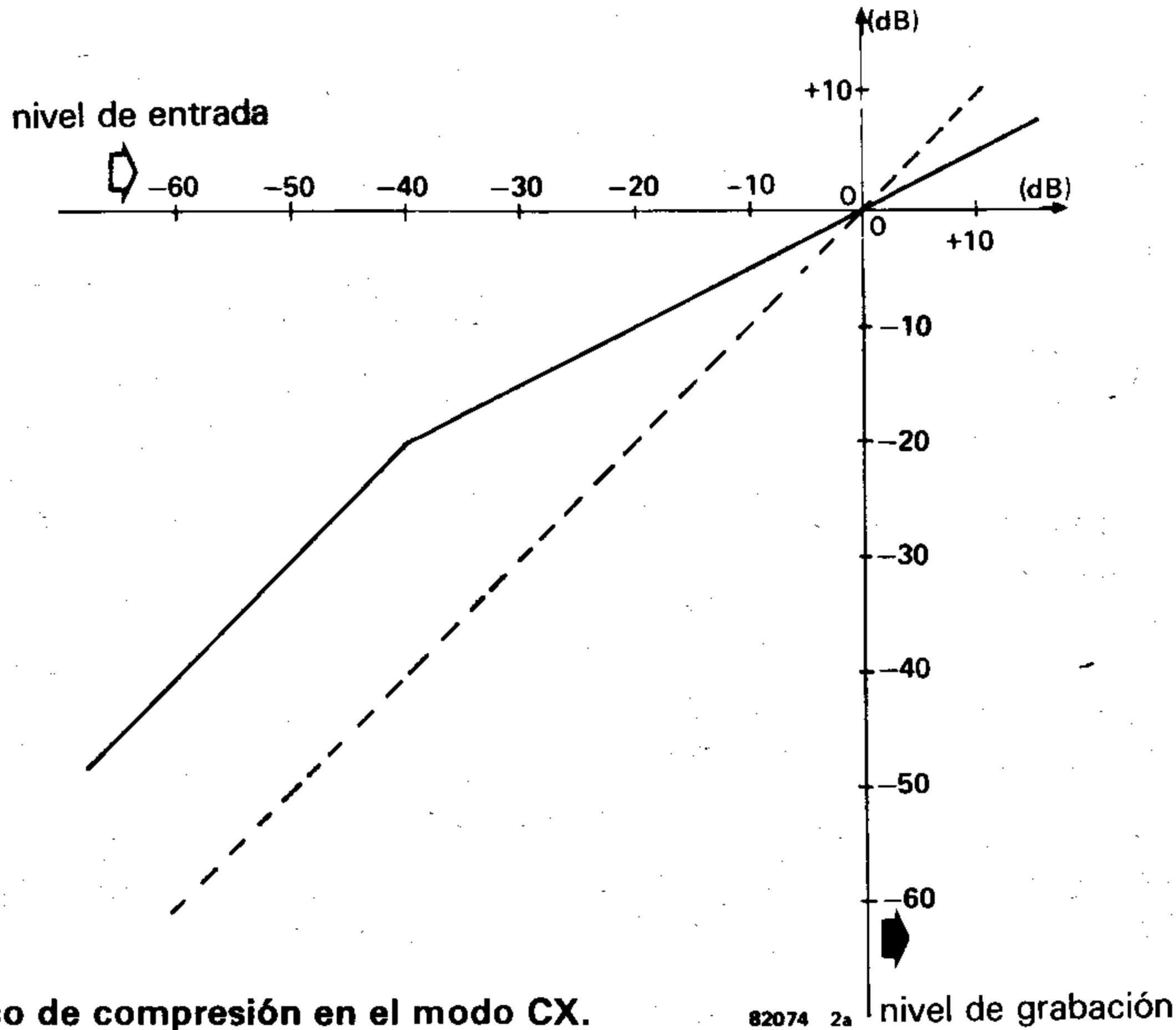


Figura 2a. Gráfico de compresión en el modo CX.

2b

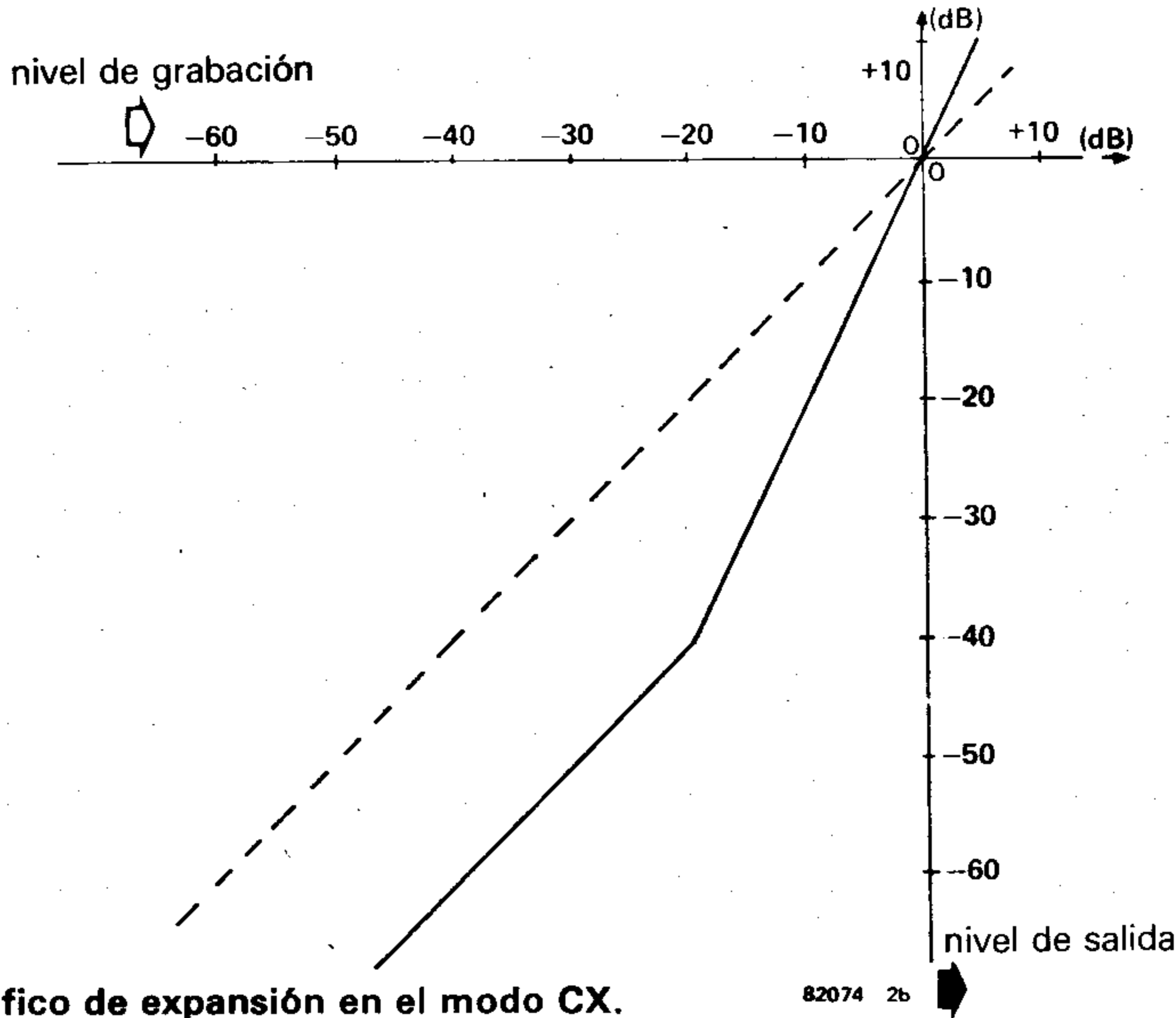


Figura 2b. Gráfico de expansión en el modo CX.

2c

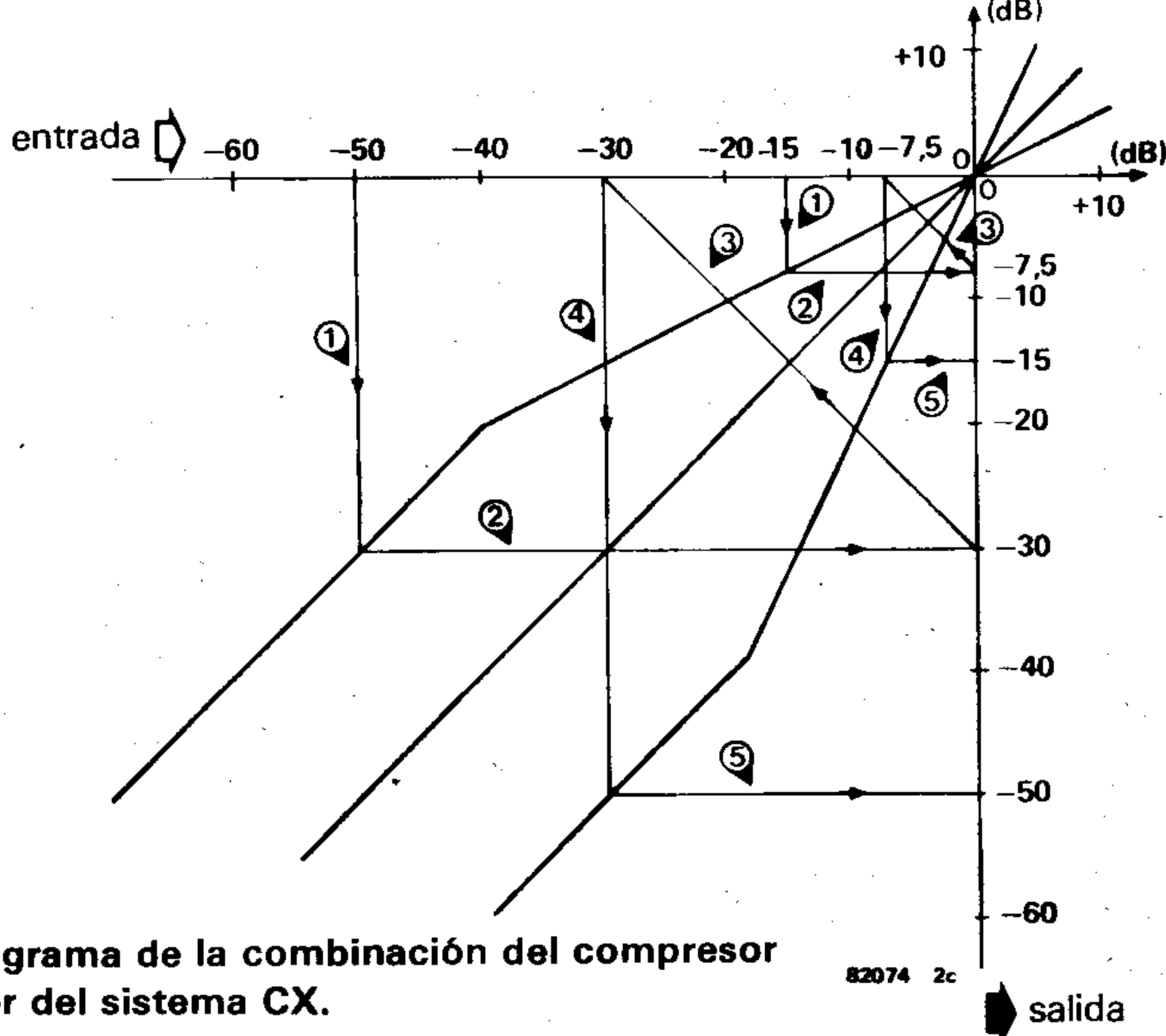


Figura 2c. Diagrama de la combinación del compresor y del expansor del sistema CX.

fecta del expansor, no tendrán ningún efecto audible en el producto final.

El decodificador CX

En la figura 3 se muestra el diagrama del circuito correspondiente al expansor CX.

Se podrá intercalar en la cadena de amplificación conectando, por una parte, sus salidas a las entradas de reproducción («play») del magnetófono. Al situar el conmutador de este último en la posición «monitor», y luego en la de «source» (fuente), se podrá comparar los resultados con expansión CX y sin ella.

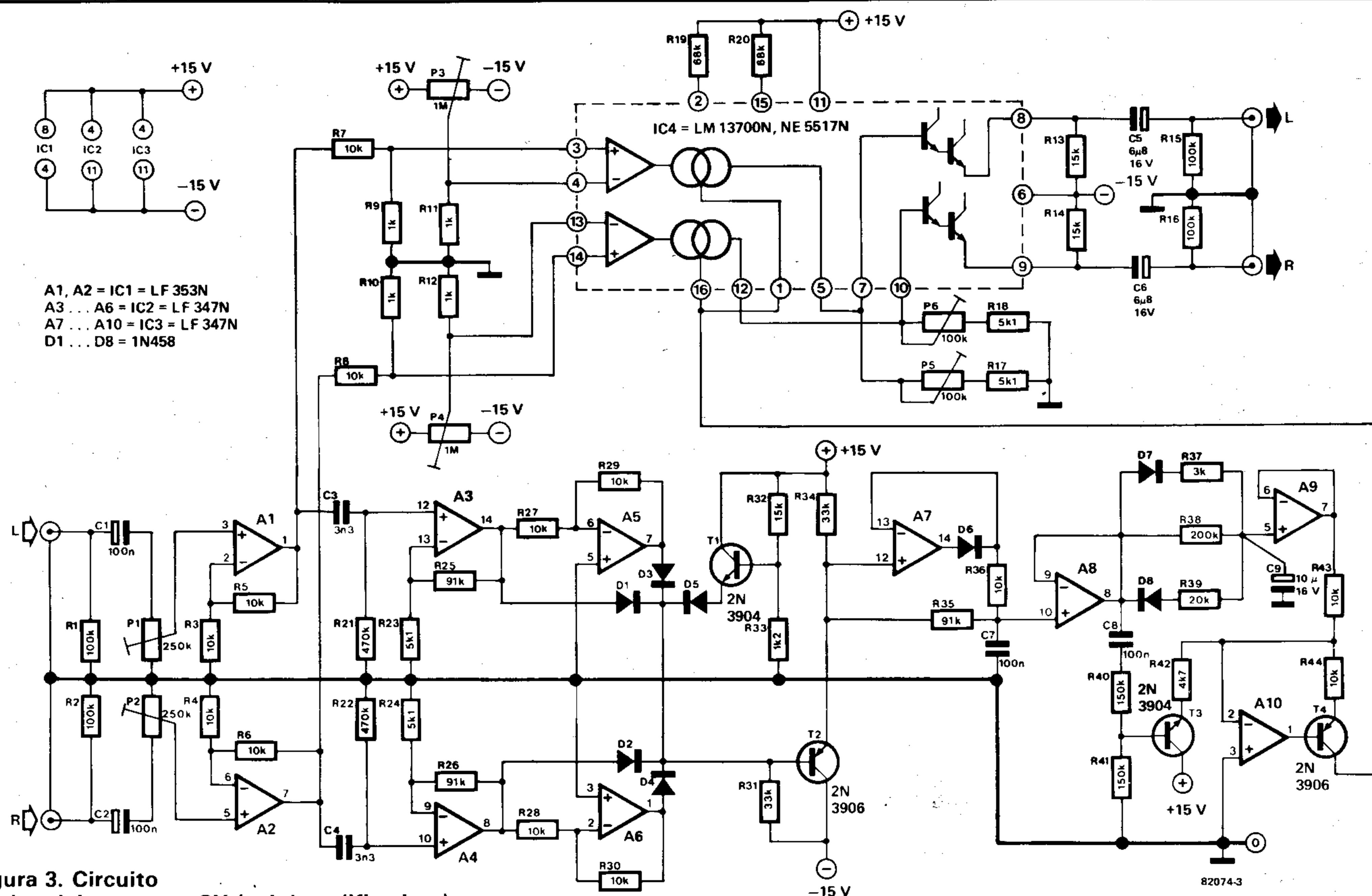
Los dos canales están provistos de un ajuste del nivel de entrada: P1 y P2. Las dos señales (D y G) experimentan una amplificación (hasta 250 mV eficaces) en un factor de 2 (A1, A2) y luego son atenuadas con un divisor de 11 (mediante los divisores de tensión R7/R9 y R8/R10), antes de transmitirse al amplificador controlado en corriente, contenido en el circuito integrado IC4. Este último incluye dos OTA (Operational Transconductance Amplifier = Amplificador operacional de transconductancia), que son amplificadores de pendiente variable. El factor de ganancia (o coeficiente de amplificación) depende respectivamente de los valores óhmicos de P5 + R17 y de P6 + R18, siendo P5 y P6 los componentes que determinan el nivel de salida. Los niveles efectivos de las tensiones de salida son proporcionados por medio de una especie de circuitos tampones en montaje Darlington conectados a las salidas de los amplificadores OTA. Las corrientes de control de los OTA se aplican a IC4 a través de los terminales 1 y 16. Para los dos amplificadores OTA, la corriente de control es igual a la mitad de la corriente de colector de T4. Se constata inmediatamente que por debajo de un nivel determinado (-20 dB, como se indica en la figura 2b), esta corriente de control se mantiene constante, lo que significa que no se produce expansión alguna.

En la figura 3 se ponen de manifiesto muchas más características dignas de consideración. Las señales de los canales de la derecha y de la izquierda se aplican a sendos rectificadores de onda completa (o de doble alternancia) conectados en serie (A3...A6 y D1...D4) a través de un filtro de paso alto con una frecuencia de corte de 100 Hz (C3/R21 y C4/R22). Se encontrará en la base del seguidor de emisor T2, una tensión que vendrá determinada por la más alta de las tres tensiones siguientes (en cierto modo, se trata de un circuito OR analógico):

- 1) una tensión positiva variable producida por la rectificación del canal izquierdo;
- 2) lo mismo que en 1) pero para el canal derecho;
- 3) la tensión continua de unas décimas de voltio, determinada por la tensión de alimentación, a través de R32, R33, T1, D5 y R31.

Dicho de otro modo, cuando el nivel de entrada del expansor se mantiene inferior a un cierto nivel (para el canal izquierdo o derecho), a los OTA se les proporciona una corriente de mando constante, pero si en uno u otro canal se sobrepasa ese nivel dicha corriente de mando será variable. Lo anterior se debe a la relación existente entre la corriente de colector de T4 y la tensión de base de T2.

Una vez que la señal ha sido objeto de amplificación y separación por T2, sus crestas positivas se rectifican por A7 y D6, con la ayuda de C7, R36 y R35. El condensador C7 se carga a una velocidad que es función de la constante de tiempo R36·C7, el producto de C7 por R35 determina la velocidad a la que se descargará C7 (hasta la tensión de entrada del rectificador de cresta y no hasta 0 voltios). Después del paso por un segundo amplificador separador (A8), se llega a la sección del circuito de la figura 3, que se encarga de suministrar los tiempos de subida y de bajada, que dependen del nivel de la señal y de la conversión de la ten-



sión de control en una corriente de control para los amplificadores OTA.

La tensión de salida del rectificador de cresta se utiliza para contribuir a la carga y descarga de C9 a una velocidad determinada. En el caso de que sean débiles las fluctuaciones de la tensión, D7 y D8 están al corte (zona muerta) y los retardos de subida y de bajada («attack time» y «decay time» en terminología inglesa) vienen determinados por el producto de R38 por C9, que, si efectuáramos el cálculo correspondiente, comprobaríamos que es de unos 2 segundos. Cuando las variaciones de nivel positivas son de magnitud importante, D7 conducirá y tendremos un tiempo de subida de unos 30 ms, que es el resultado de multiplicar R37 por C9. Cuando dichas variaciones importantes son negativas, será D8 el que se ponga a conducir y, en consecuencia, el tiempo de bajada dependerá, entonces, del producto de R39 por C9, o sea 200 ms. Además de los tres filtros hasta ahora citados, hay un cuarto filtro que es del tipo paso alto y está caracterizado por una constante de tiempo de 30 ms. Dicho filtro está constituido por C8 y R40 + R41. La salida de este filtro no ejerce ninguna influencia sobre la corriente de mando del OTA, a no ser que se haga conductor T3, o dicho de otro modo, a menos que la tensión de salida sea superior a 0,6 V., aproximadamente.

El último paso consiste en efectuar la conversión de dos tensiones de mando (esto es, la tensión de salida disponible en A9 y la tensión de emisor de T3) en una corriente de control de los OTA que les sea proporcional. Ello se consigue con la ayuda de A10, T4 y R42 a R44. La corriente de colector de T4 es igual a la suma de las corrientes que circulan por las resistencias R43 y R42 (a condición de que T3 esté conduciendo). Habida cuenta de lo anteriormente expues-

to, el precio de coste del sistema con constantes de tiempo determinadas por un nivel, y constituido por algunos diodos, condensadores, resistencias y amplificadores operacionales, debería ser relativamente pequeño. Esto es todo lo que constituye el sistema CX. No hay que perder de vista los objetivos que se logran con la ayuda de este sistema: una reducción del ruido de 20 dB y un margen dinámico casi intacto, sin efectos parásitos tales como la modulación del circuito de amplificación o variaciones claramente audibles y bruscas del nivel de ruido perceptible, en el momento de puesta en funcionamiento o de parada del sistema. Para conseguirlo basta con un 2% de inspiración, un 2% de «sudor» y un 96% de experiencia.

El sistema reductor de ruido dinámico DNR

En la figura 4 se muestra el sistema DNR en forma de diagrama de bloques. Las señales de la izquierda y de la derecha atraviesan un filtro paso bajo controlado en tensión, cuya frecuencia de corte es función de la tensión de control. La pendiente de atenuación del filtro es de 6 dB por octava. En cualquier instante, la frecuencia de corte del filtro de la izquierda es igual a la del filtro de la derecha, siendo su valor mínimo de unos 800 Hz y el máximo muy cercano a 30 kHz.

La tensión de control de los filtros la proporciona un rectificador de cresta con tiempos de subida y de bajada cuidadosamente calculados. El rectificador de cresta es, a su vez, alimentado por la tensión de salida amplificada de un filtro paso-alto que tiene una pendiente de atenuación de 12 dB por octava y una frecuencia de corte de 6 kHz. La señal de entrada de este filtro

está constituida por la suma de las señales de entrada de la izquierda y de la derecha, la cual ha sufrido una amplificación. Del mismo modo que para el sistema CX, la mejor forma de utilizar el circuito DNR es intercalarlo en la cadena de amplificación, entre las entradas y salidas de cinta magnética.

El bucle de control del DNR, que acabamos de describir, asegura que, de una manera o de otra, la tensión de control de los filtros corresponda a la potencia de las señales de entrada de izquierda y derecha. Cuando la tensión de control es nula, la frecuencia de corte de los filtros tendrá un nivel mínimo de unos 800 Hz. Esta situación se presenta cuando el ruido predomina en la señal de entrada. Cuando se sabe que la cantidad de ruido audible es función de la banda pasante, se comprende que se suprima la mayor parte del ruido. Tan pronto como aparezca una señal útil, se tiene una tensión de control positiva más o menos elevada, dependiendo de la gama de frecuencias, lo que tendrá por efecto aumentar la frecuencia de corte de los filtros y, en consecuencia, una disminución de la reducción del ruido. Sin embargo, esta circunstancia no tiene un efecto desfavorable pues la señal útil es suficientemente potente para enmascarar al ruido y por ello, la relación señal/ruido se mejora efectivamente en unos 14 dB.

Digamos algo más sobre el filtro paso alto de 6 kHz incluido en el bucle de control del DNR. ¿Por qué un filtro paso alto y por qué una frecuencia de 6 kHz? La respuesta a esas preguntas es que son las frecuencias superiores a 6 kHz las que tienen más efecto sobre la determinación de la tensión de mando de los filtros y, por consiguiente, sobre el establecimiento de la frecuencia de corte en cualquier momento particular. Las frecuencias superiores a 6 kHz forman par-

te integrante de los agudos de la señal que ha de reproducirse, tanto musical como vocal. Si no se hubiera previsto este filtro paso alto, los tonos fundamentales (relativamente potentes) predominarían sobre los tonos agudos en el momento de la determinación de la frecuencia de corte y ello traería consigo la eliminación (por filtrado) de las tonalidades agudas y éste no es precisamente el efecto buscado.

En la figura 5 se muestra el filtro paso bajo controlado en tensión. La tensión de mando se transforma en corriente de mando I_{ABC} por medio de una fuente de corriente. Dicha corriente de control deter-

mina la magnitud de la corriente de integración, i , del integrador (constituido por el amplificador operacional de la derecha junto con el condensador C de la figura 5). Se obtiene un filtro paso-bajo con una pendiente de atenuación de 6 dB por octava, conectando en realimentación la salida del integrador con su entrada. La frecuencia de corte ($f = 1:2 \pi \tau$) de este filtro es función de la corriente de control I_{ABC} . Los lectores que estén interesados por las matemáticas pueden deducir, por sí mismos, las fórmulas correspondientes que aparecen en la figura 5.

El circuito representado en la figura 5 es

parte integrante de un circuito integrado especialmente concebido para el sistema DNR, por National Semiconductor, el denominado LM 1894. En la figura 6 se muestra la circuitería del LM 1894. Basta añadirle algunos componentes externos para obtener un circuito DNR completo. A la izquierda de la figura 6, en el interior del circuito integrado, los lectores identificarán el circuito ilustrado en la figura 5, así como el amplificador sumador que proporciona la señal $L + R$ (izquierda + derecha) amplificada al terminal 5. C_9 y R_1 , por una parte, y C_{12} y la resistencia de entrada del amplificador (de ganancia 26), por la otra, forman un filtro paso alto con una frecuencia de corte de 6 kHz y una pendiente de atenuación de 12 dB por octava. La pata 9 del LM 1894 es la entrada del rectificador de cresta, mientras que el terminal 10 corresponde a la salida, a la que está conectada la «memoria» del rectificador de cresta, constituida por el condensador C_{11} . En el interior del circuito integrado, la salida del rectificador de cresta está conectada al convertidor U/I , que es la fuente que proporciona la corriente de control I_{ABC} para los filtros. El enlace entre los terminales 8 y 9 se realiza por medio de C_{10} . Si se quiere utilizar el circuito del DNR en un sintonizador será preciso sustituir C_{10} por un filtro de la frecuencia piloto de 19 kHz.

Si se examina la figura 6 todo parece muy simple y los lectores podrán pensar que están capacitados para construir este circuito con total economía. Lamentablemente, el circuito integrado LM 1894 está reservado para los constructores de aparatos comerciales, una vez que hayan pagado cantidades considerables de dinero por los derechos de licencia. Por consiguiente, no está al alcance de los pobres mortales como nosotros.

No hay razón para preocuparse, ni para desanimarse... nuestra alternativa la presentamos dentro de este mismo número de ELEKTOR.

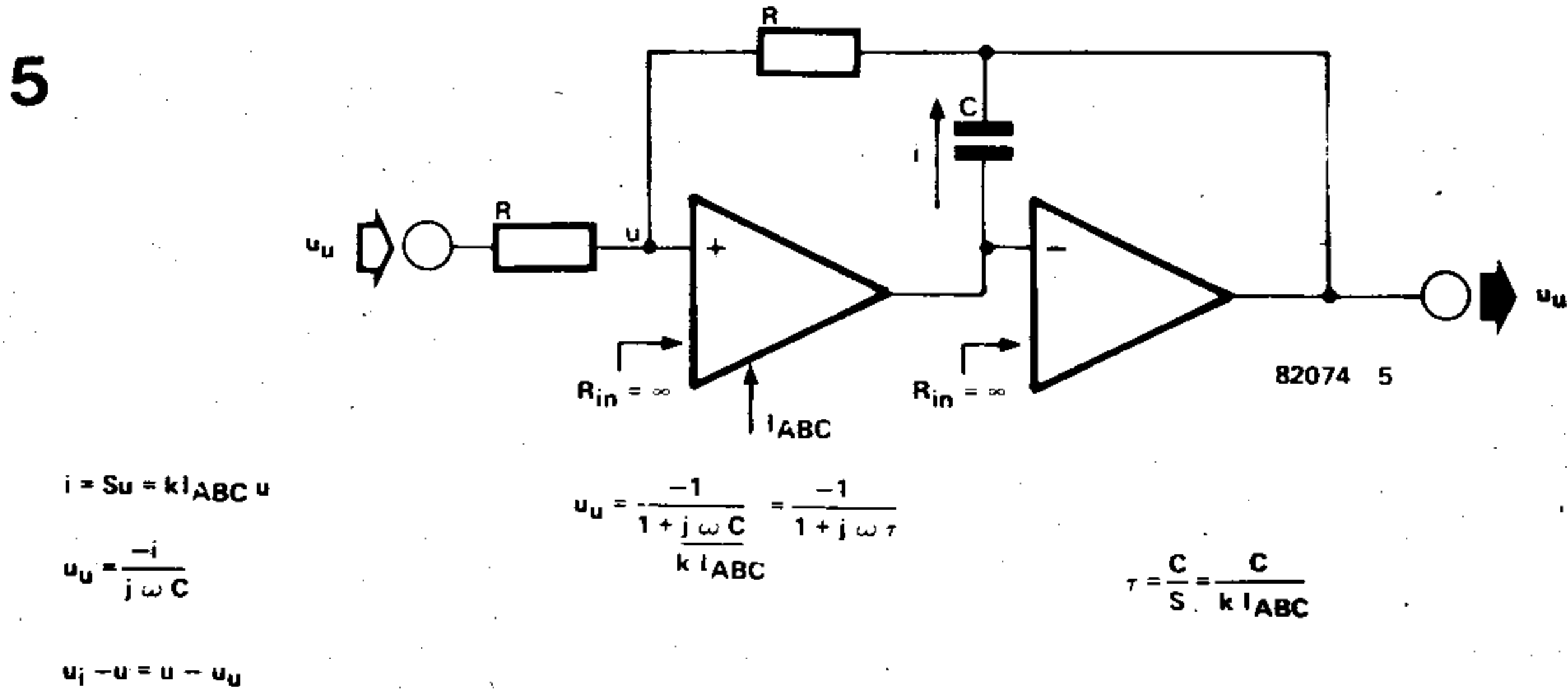
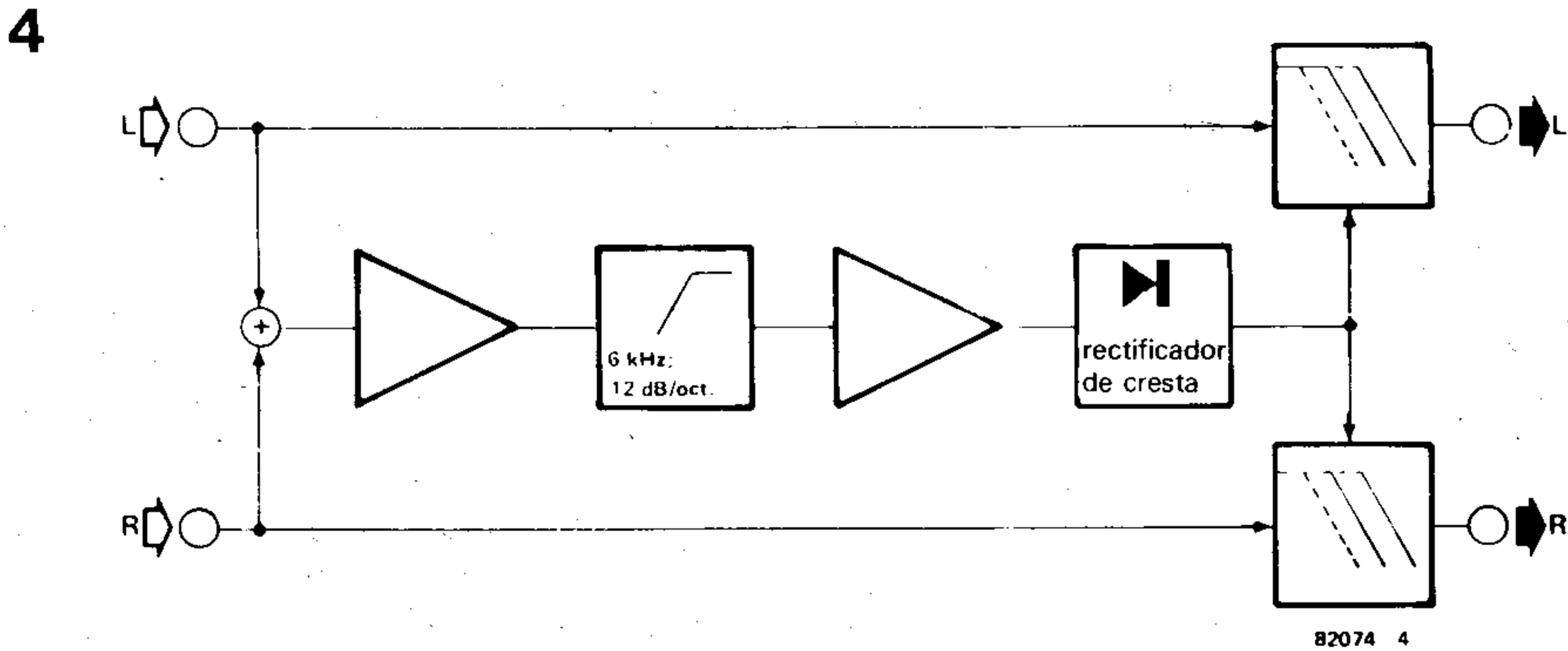
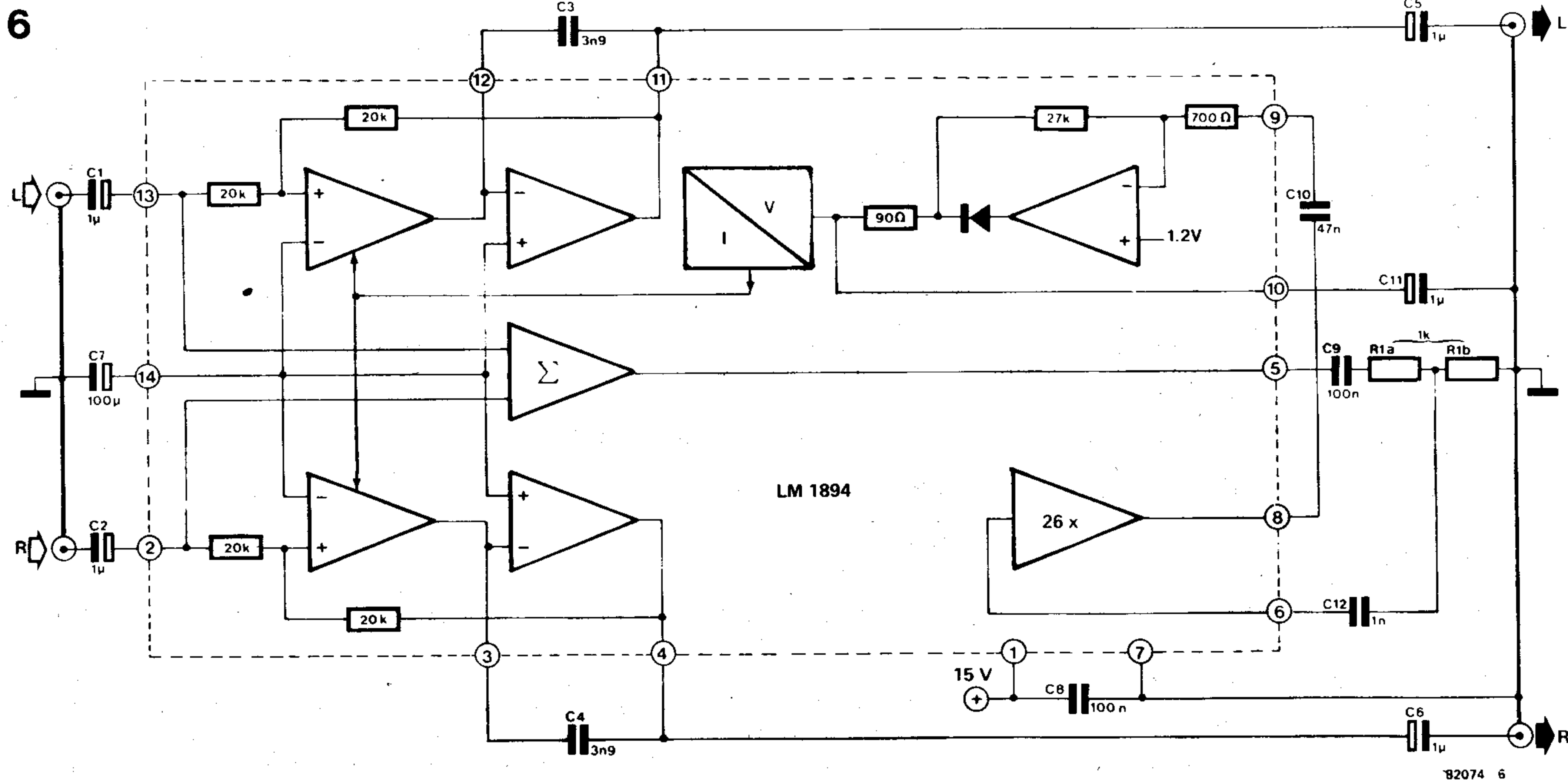
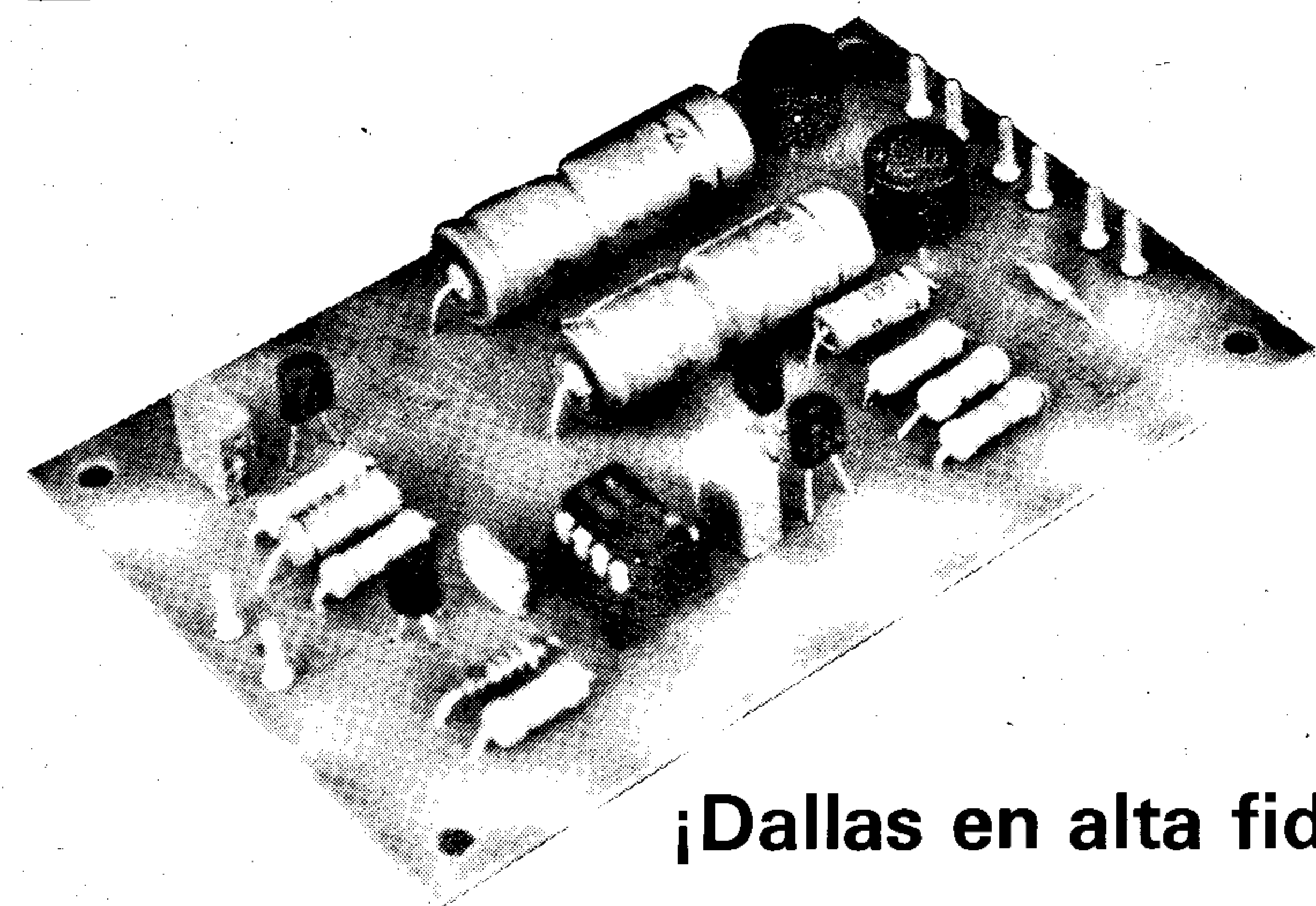


Figura 5. Forma de construir un filtro paso-bajo cuya frecuencia de corte venga determinada por una corriente de control I_{ABC} .



adaptador de sonido para TV



¡Dallas en alta fidelidad!

En algunos países europeos, existen en el mercado receptores de TV que son capaces de producir sonido «estereofónico». Desgraciadamente, éste no es nuestro caso, sino más bien el opuesto: aunque con honrosas excepciones, la mayor parte de los receptores de TV entregan un sonido que deja bastante que desear. El presente artículo va a demostrarles que es posible mejorar sensiblemente el sonido del TV de una forma muy simple, económica y sin necesidad de atentar peligrosamente contra la integridad del televisor.

Es posible que sean muchos los lectores que hayan ingeniado su propio método para solventar las imperfecciones del sonido de su TV. La solución es inmediata si el receptor es un equipo moderno, dotado de una toma para cascos auriculares o para amplificador externo. Si este es el caso, bastará con conectar esta salida auxiliar a un equipo HiFi, a través de un cable blindado. A pesar de su eficacia, este método puede no resultar idóneo en cualquier circunstancia; así, por ejemplo, cuando se capta a través del TV una transmisión de radio entre un avión y la torre de control, no resulta en modo alguno atractivo oír los zumbidos en HiFi.

El simple hecho de conectar en la salida un amplificador de «baja calidad» suele acusarse de forma nefasta en la reproducción del sonido. Por otra parte, no hay que olvidar que a menudo no va a estar sólo... piense en los demás miembros de la familia... ¡y en los vecinos! Para preservar la paz del hogar y para mantener una agradable convivencia con el vecindario, puede que se vea obligado a prescindir de su cadena HiFi y limitarse a la audición del sonido a través de unos cascos auriculares. En cualquier caso, hay que tener en cuenta que no todos disponemos de un televisor «último modelo», equipado con una toma para auriculares o amplificador externo. En este punto es

donde cabe situar al circuito que vamos a presentarles.

Algunos de nuestros lectores pueden preguntarse para qué sirve el circuito en cuestión. ¿No resultaría más simple realizar una conexión en paralelo con el altavoz del TV y añadir un conmutador que nos permitiera seleccionar entre los cascos auriculares y el altavoz? Utilizando el vocabulario del perfecto diplomático cabría responder que ¡en principio, sí!... pero (¡cuidado con los «perros»!) lo cierto es que nos encontraremos ante un grave inconveniente: la masa de la zona BF del televisor está conectada a la toma de red. Solución: intercalar un transformador de aislamiento. La solución es eficaz y definitiva, no obstante, le obligará a franquear la puerta de un taller de reparación TV y salir de éste con el billeteo algo más «ligero» que a la entrada.

Por nuestra parte, hemos ingeniado una solución totalmente electrónica. Se trata de un opto-acoplador que se ocupa de garantizar el aislamiento galvánico entre el TV y la cadena de HiFi, el magnetófono o los auriculares.

El esquema

Desde el punto de vista electrónico, el adaptador sonoro es la simplicidad misma. Dos alimentaciones separadas, un opto-

acoplador y las etapas de entrada y salida: esto es todo lo necesario. El transistor T1 constituye la etapa de entrada destinada a controlar al LED integrado en el opto-acoplador. Las resistencias R1... R3 y el diodo D1 permiten ajustar a 18 mA la corriente de reposo que atraviesa al LED. Este valor permite al opto-acoplador trabajar en un ancho de banda lineal. Si la tensión de entrada es, por ejemplo, de 1 Vss la corriente que atraviesa al LED oscilará entre 16 y 20 mA. El opto-acoplador contiene, por otra parte, un foto-diodo, que actúa como elemento receptor.

Esta es la única forma de conseguir la transmisión de las altas frecuencias sin mayores problemas. Un transformador de BF se vería con serias dificultades en alta frecuencia. El transistor integrado y T2 conforman la etapa de salida, cuya realimentación se establece por medio de las resistencias R6 y R7. La tensión de base de T2 se ajusta a través de R4. El valor elegido para R5 permite controlar la etapa de salida dentro de un margen lo más amplio posible. Esto permite proteger al montaje de una eventual sobremodulación, cuando la tensión de la etapa de salida del TV se aplica a la entrada del montaje. C6 define la caída de amplitud en las altas frecuencias y limita el ancho de banda. Nada impide el comprobar la eficacia de diversos valores de C6, con objeto de obtener una curva característica de frecuencia propia y acorde con nuestro gusto particular. La ganancia del adaptador sonoro es igual a la unidad, en virtud de los componentes utilizados.

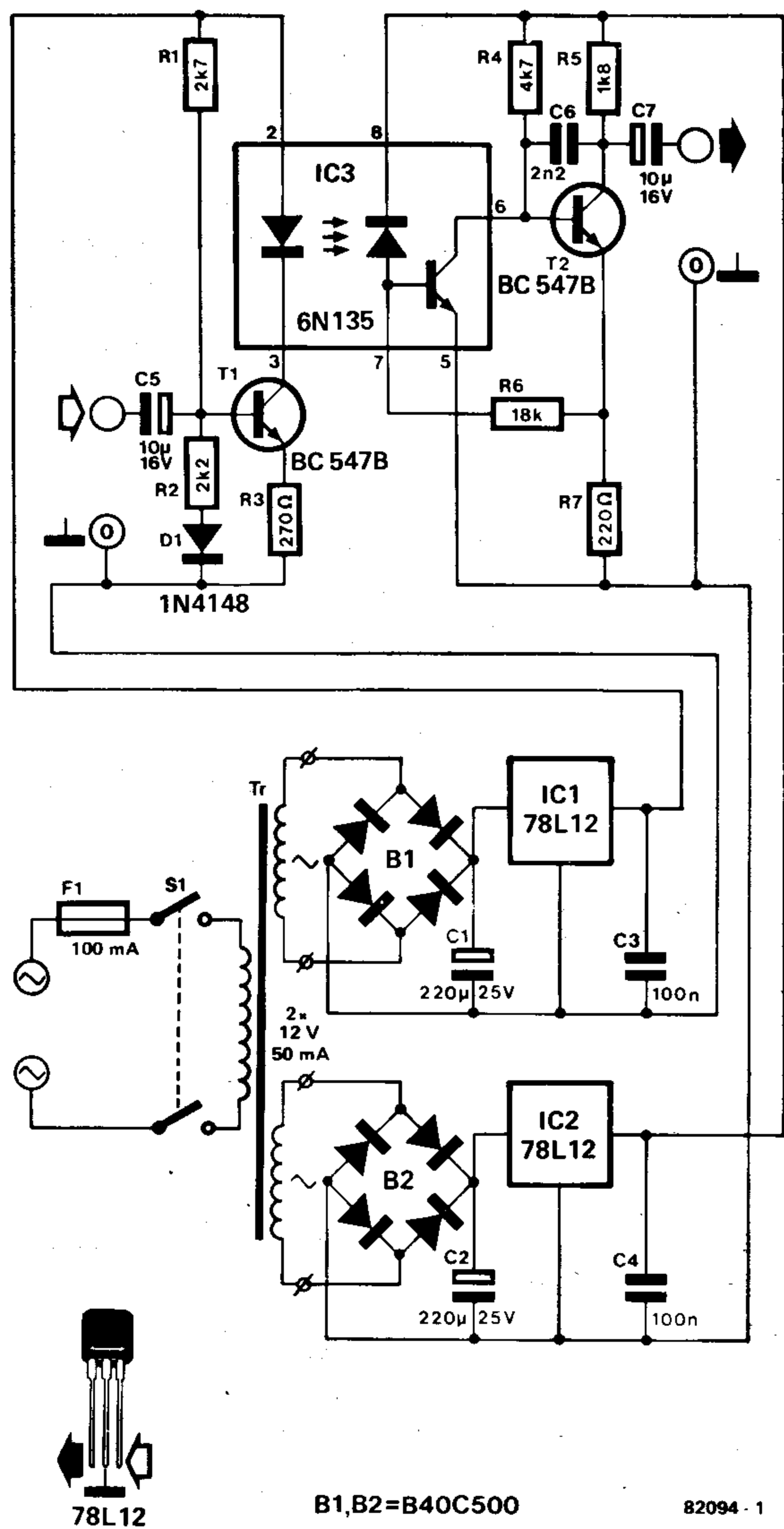
En primera instancia, el empleo de dos alimentaciones puede parecer superfluo. No obstante, no hay que olvidar la necesidad imperativa de separar galvánicamente la entrada y la salida del montaje. Esta es precisamente la razón por la que utilizamos dos fuentes de alimentación separadas galvánicamente. Al respecto existen dos posibles soluciones: utilizar dos transformadores totalmente independientes o recurrir a un solo transformador dotado de dos bobinados secundarios totalmente independientes. Esta condición es ineludible. Si alberga alguna duda coja un polímetro e investigue. Basta verificar con una simple medida que, efectivamente, ambos bobinados del secundario son independientes.

Existen una serie de normas que definen claramente lo que se entiende por separación galvánica. En cualquier caso, es aconsejable comprobar por sí mismo la veracidad de las indicaciones que figuran inscritas en el transformador.

Montaje y puesta a punto

La figura 2 reproduce el circuito impreso, diseñado para el montaje del adaptador sonoro. Sobre el mismo, existe espacio reservado para todos los componentes del circuito, a excepción del transformador (o transformadores), del interruptor de red y del fusible. Una vez insertados y soldados los componentes a la placa de circuito impreso y antes de proceder a su conexión al TV, hay que realizar algunas comprobaciones importantes que nos permitirán garantizar el normal funcionamiento del montaje.

En primer lugar, hay que verificar el valor de ambas tensiones de alimentación (sin es-



Lista de componentes:

Resistencias:

- R1 = 2k7
- R2 = 2k2
- R3 = 270 Ω
- R4 = 4k7
- R5 = 1k8
- R6 = 18 k
- R7 = 220 Ω

Condensadores:

- C1, C2 = 220 μ/25 V
- C3, C4 = 100 n MKT
- C5, C7 = 10 μ/16 V
- C6 = 2n2 MKT

Semiconductores:

- B1, B2 = B40C500
- D1 = 1N4148
- T1, T2 = BC 547B
- IC1, IC2 = 78L12
- IC3 = 6N135 (Hewlett-Packard)

Varios:

- S1 = interruptor de red
- F1 = fusible de 100 mA
- Tr = transformador de red de 2 × 12 V/50 mA

de distribución eléctrica. En consecuencia, este mismo circuito puede servir, por ejemplo, para sistemas de efectos luminosos (juegos de luces, etc.) controlados por una señal BF. Dado que la resistencia de entrada es de 1K3, habrá que conectar el montaje en paralelo con el altavoz del televisor. Si fuera preciso, es posible incluir en la salida del circuito adaptador un potenciómetro (de 50 K log.), que permitirá el ajuste del nivel de salida.

Regresemos de nuevo a la puesta a punto. Por lo que respecta a su instalación en el televisor, le proponemos dos posibles soluciones. La figura 3a ilustra una de ambas opciones. En este caso, el adaptador sonoro está conectado en paralelo con la resistencia de carga R, que está constituida por el altavoz, o por una resistencia sustitutiva de valor análogo cuando el conmutador está en la posición opuesta. El valor de la resistencia del altavoz suele aparecer indicado sobre el mismo; de no ser así, podrá calcularlo a partir del esquema. Por supuesto, la resistencia de carga debe ser capaz de soportar la potencia máxima que puede entregar la etapa de salida del televisor. Si se encuentra con un altavoz de alta impedancia (25 ohmios o más), pueden surgir problemas de adaptación. En efecto, la amplitud de salida alcanza un valor tan importante que el potenciómetro de volumen sólo actúa eficazmente en la zona baja de su margen teórico de acción. En este caso, el circuito adaptador tiene que estar precedido por un divisor de tensión o por una resistencia ajustable, que permita adaptar ambos niveles.

Segunda solución (representada en la figura 3b): desconectar la etapa de salida del TV y conectar el montaje directamente al punto nodal de salida del demodulador/potenciómetro de volumen. El ajuste del volumen se efectúa, en este caso, a través de un potenciómetro colocado

Figura 1. Las zonas básicas del circuito adaptador sonoro son la constituida por el opto-acoplador y las dos alimentaciones independientes. El empleo de dos alimentaciones garantiza la separación galvánica entre la señal BF del televisor y la red de distribución eléctrica.

Tabla 1. Características técnicas del prototipo.

factor de distorsión y relación señal/ruido en función de diversos niveles de entrada (f = 1kHz y 10kHz)

U _{in} (V _{pp})	d (%)	S/N (dB)
0.06	< 0.1	60
0.3	0.06	72
1.5	0.25	> 85
5	0.85	> 85

ganancia: 1x (0 dB)
resistencia de entrada: 1.3 kΩ o 100 kΩ (ver texto)
ancho de banda: < 10 Hz ... 23 kHz (-3 dB)
máximo nivel de salida: 6 V_{pp}

tar aún montado el opto-acoplador en su correspondiente zócalo); a continuación, se aplica a la entrada una señal BF (en este caso con el opto-acoplador insertado en su correspondiente zocalo) y se constata que esta misma señal está presente en la salida del montaje con idéntica amplitud. Si todo

funciona correctamente puede ya empezar a darle vueltas a la cabeza, para encontrar el lugar idóneo para la colocación del adaptador. Un observación importante: este adaptador puede utilizarse con todos los montajes que exigen una separación galvánica de la red

2

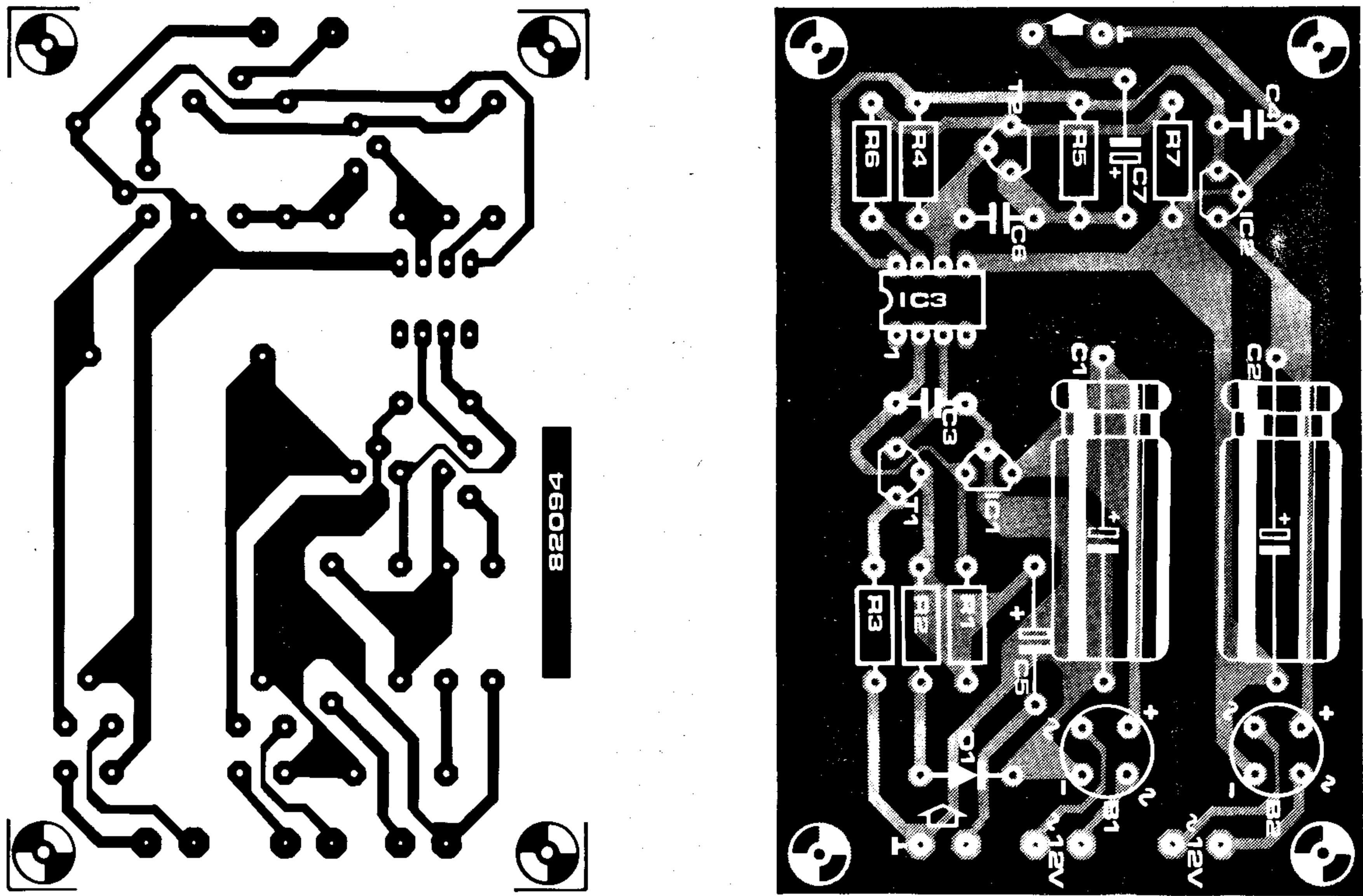


Figura 2. Circuito impreso diseñado para el montaje del adaptador sonoro para TV. A través del mismo se establece la unión entre el televisor y un equipo de sonido, un amplificador para auriculares o un magnetófono. Las indicaciones de conexonado las encontrará descritas en el texto.

3

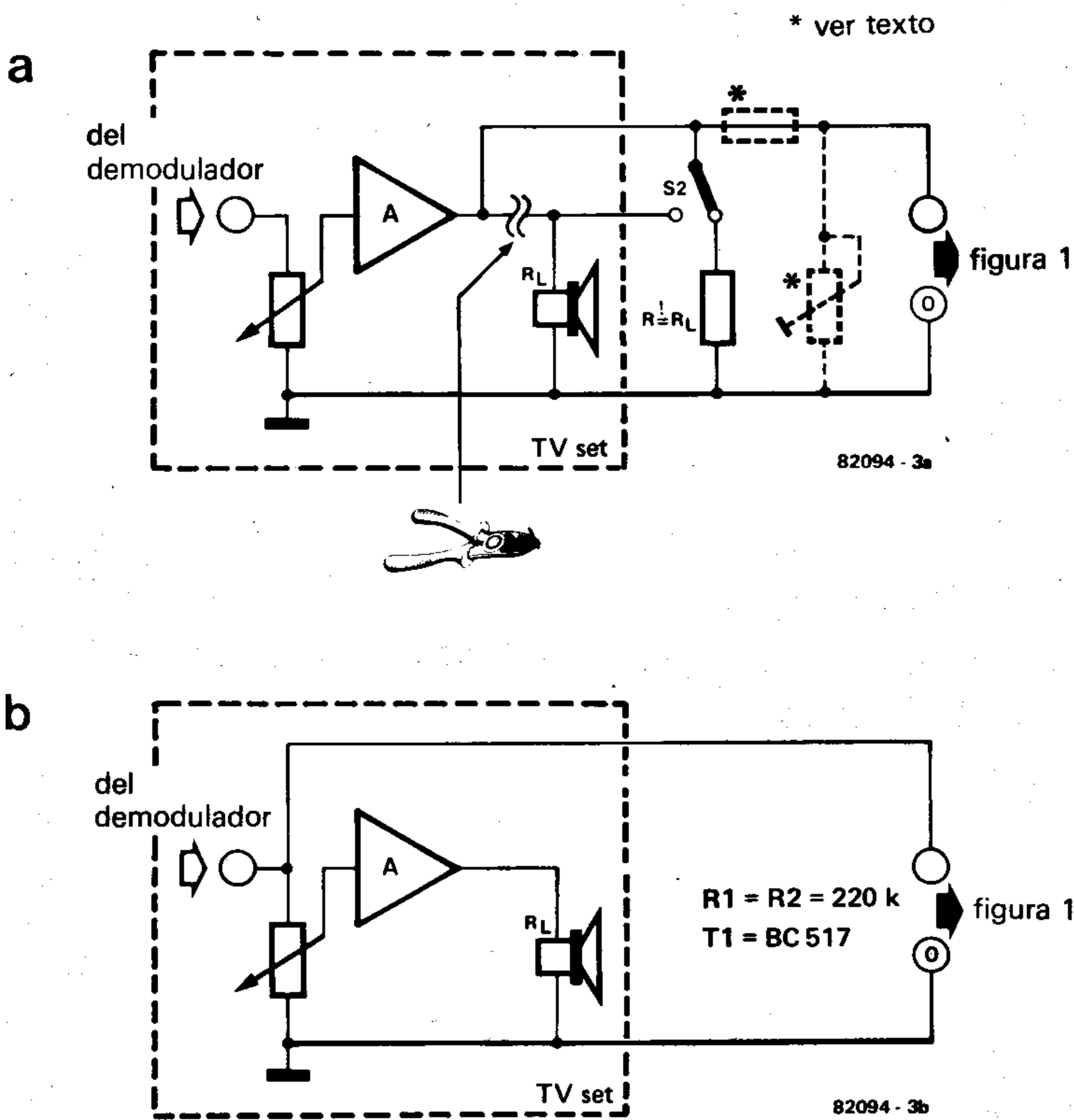


Figura 3. El conmutador S2 permite desconectar el altavoz a voluntad. La resistencia de sustitución R sirve, en este caso, de carga para la etapa de salida del televisor. La figura 3a muestra la forma de conectar el adaptador a la etapa de salida de sonido (a través de un divisor de tensión o de una resistencia ajustable, si fuera necesario). La figura 3b ilustra el conexonado del adaptador a la salida de la etapa demoduladora del televisor.

a la salida del montaje, o a través del siguiente equipo de la cadena (por ejemplo, preamplificador). La impedancia de entrada puede elevarse hasta 100 K, si el valor de las resistencias R1 y R2 es de 220 K y el transistor T1 es del tipo BC 517. Cuando se opta por esta segunda solución es importante que el extremo «caliente» del potenciómetro esté asociada a la masa de las etapas del circuito adaptador. Es conveniente realizar estas conexiones con el esquema del televisor en la mano. Si no dispone del esquema, no le queda otra alternativa que la «experimental» ¡Atención! Hay televisores cuyo potenciómetro está montado en corrección fisiológica (loudness). En este caso, es posible que se encuentre ante un número de conexiones que puede ser hasta de cuatro. La desconexión del altavoz se efectúa en la forma descrita en la figura 3b. Un último consejo: cada televisor incluye un determinado número de diodos y rectificadores en su circuito de alimentación, de ahí que pueda resultar imposible determinar por medio un polímetro si la masa está conectada a la red. Por regla general, puede admitirse que la mayor parte de los televisores que no incorporan una salida auxiliar para altavoz, auriculares o magnetófono, tienen la masa conectada a la entrada de red. La única forma de disponer de una total seguridad consiste en analizar el esquema.

Hemos llegado al final de nuestra descripción. Esperamos, no obstante, que el placer que pueda producirle la audición del sonido «perfeccionado» de su televisor, no le impida seguir con la lectura de su revista preferida (¿«Elektor»?).

mini-tarjeta de EPROM

una ampliación de memoria en miniatura para el Junior Computer

Esta vez no podemos hablar de una tarjeta de formato Eurocard, sino más bien de formato «Andorrano». ¿Qué ocurre... empezamos ya a economizar el tamaño de los circuitos impresos? No, ésta no es ni mucho menos nuestra intención. A la hora de diseñar esta tarjeta hemos pensado particularmente en los poseedores de un Junior Computer, que tienen la intención de ampliar la capacidad de memoria de su sistema en el mínimo espacio.

mo de corriente de mantenimiento. Por su parte, la selección por la patilla Chip Enable permite economizar la corriente de mantenimiento (stand-by) en un 300% aunque, en contrapartida, el funcionamiento de la EPROM se ralentiza.

La elección de uno u otro método de selección queda al arbitrio del usuario, si bien, hay que tener en cuenta que, en cualquier caso, una de las patillas de validación (enable) debe conectarse a masa y la otra a la salida de IC1.

Por último, vamos a indicarle los datos que habrá que almacenar en las seis posiciones de memoria superiores (por supuesto, a la hora de programar la EPROM):

dirección: \$FFFA	dato: 2F
dirección: \$FFFB	dato: 1F
dirección: \$FFFC	dato: 1D
dirección: \$FFFD	dato: 1C
dirección: \$FFFE	dato: 32
dirección: \$FFFF	dato: 1F

Con los vectores almacenados en las seis últimas posiciones de memoria, quedan a su disposición las 2.042 restantes posiciones de memoria.

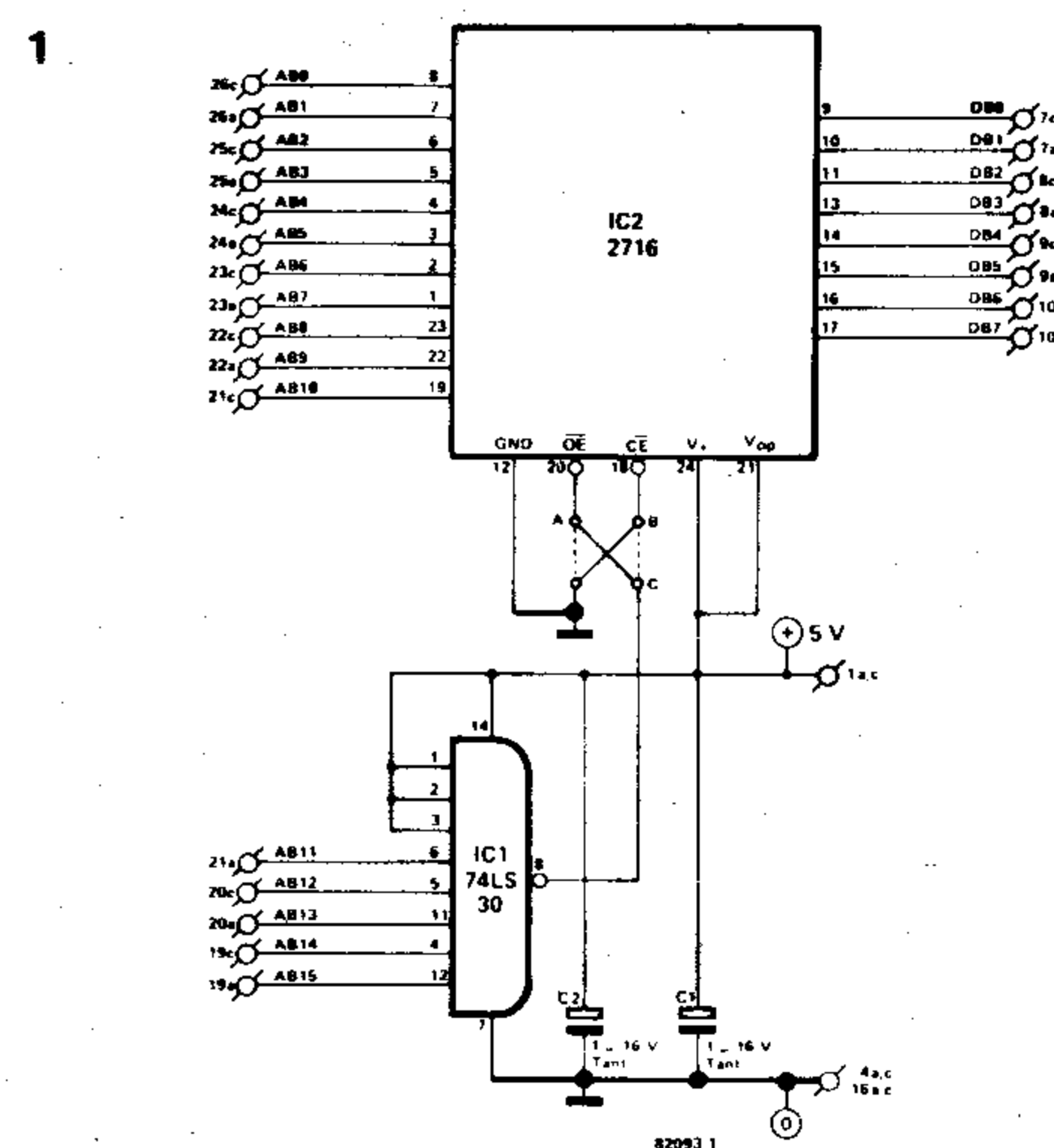


Figura 1. Esquema de la mini-tarjeta de memoria EPROM de 2 Kbytes.

2

Una maravillosa miniatura... ¿no lo creen así? Aún a pesar de lo «restringido» de su volumen físico, nuestra mini-tarjeta dispone de espacio suficiente para recibir una memoria EPROM de 2.048 bytes. ¿Para qué podemos utilizar estos 2 kbytes? Por ejemplo, una de las aplicaciones a la que podemos destinar nuestra mini-tarjeta es el almacenamiento de los vectores de NMI, RES e IRQ. En el caso de que se desee ampliar la zona de memoria direccionable por el Junior Computer sobre la tarjeta de bus, es necesario poder localizar los tres vectores mencionados en una EPROM conectada a la tarjeta de bus y direccionada en la página FF; esta es precisamente una de las aplicaciones idóneas para esta ampliación de memoria en miniatura.

El tipo de memoria EPROM utilizado (2716) es uno de los más comunes y cómodos para el usuario del Junior. Para su programación se puede recurrir perfectamente al «Programador de memorias EPROM», descrito en «Elektor», núm. 21 (febrero, 1982). La figura 1 presenta el esquema de la minitarjeta de EPROM. La memoria EPROM en cuestión (IC2) es seleccionada por el operador NAND IC1. El margen de direcciones en el que está situada se extiende desde \$F800 a \$FFFF (\$ = hexadecimal). Para la selección de la EPROM, sea a través de la patilla OE o de la patilla CE, basta con insertar dos puentes exteriores sobre la superficie de la tarjeta. La selección efectuada a través de la patilla Output Enable permite un funcionamiento algo más rápido de la EPROM, si bien, al precio de un aumento en el consu-

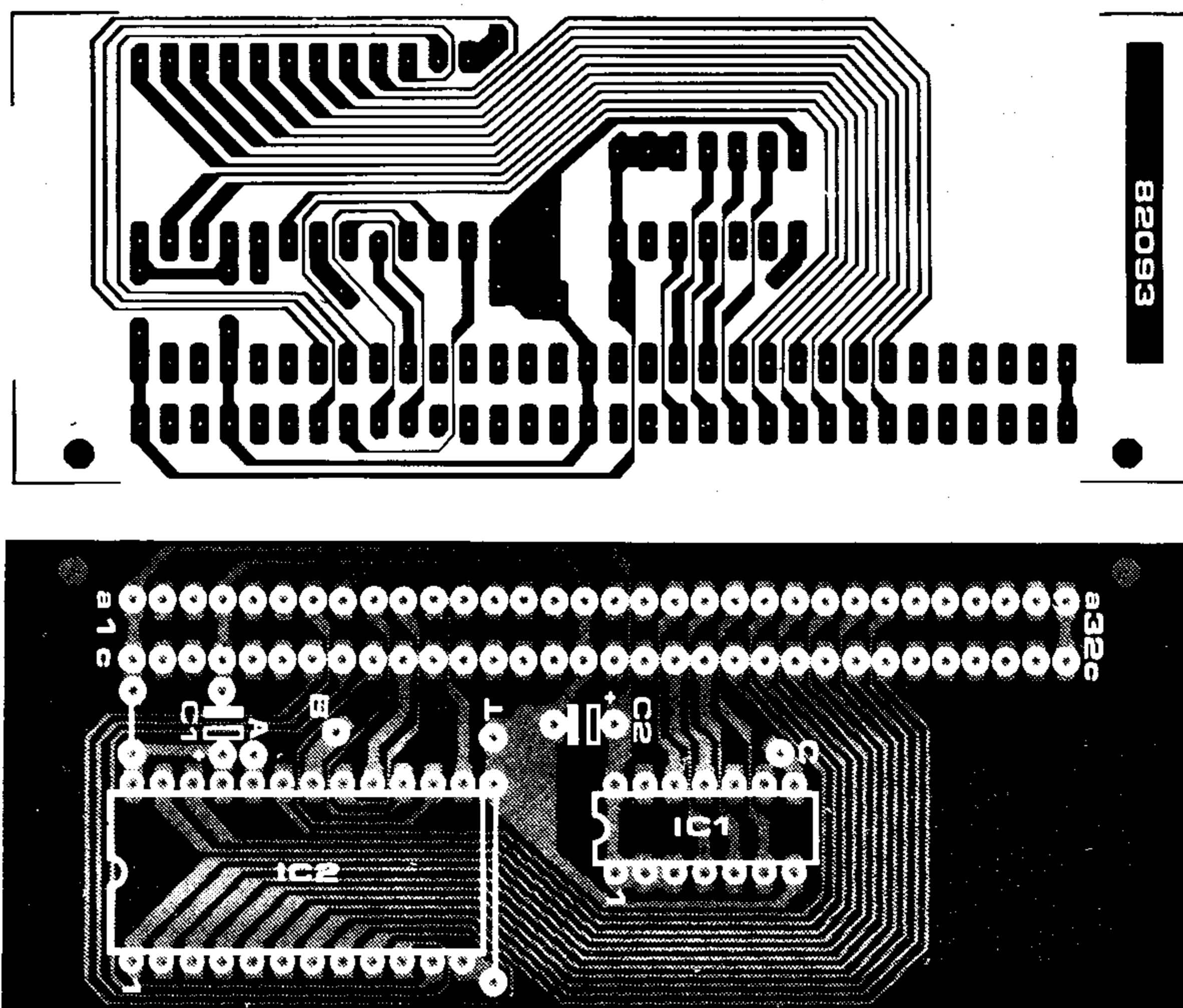


Figura 2. Trazado de las pistas de cobre y disposición de componentes en la placa de circuito impreso de la mini-tarjeta de EPROM.

Lista de componentes.

Condensadores:
C1, C2 = 1 µ/16 V tantaló

Semiconductores.

IC1 = 74LS30
IC2 = 2716

Varios:
Conector macho de 64 patillas («a» y «c») tipo 41612.

elektor

CURSO

PARA

BASIC

BASIC para el Junior Computer ...un lenguaje para el micro-ordenador adulto

Con su estructura actual, el Junior Computer admite una fluida comunicación en lenguaje máquina. No obstante, para llegar a convertirse en un micro-ordenador adulto, precisa aún de la capacidad de dialogar con el usuario en un lenguaje de «alto nivel», por ejemplo: el BASIC.

Después de habernos ocupado de la construcción de la unidad central y de las diversas tarjetas de ampliación, ha llegado — ¡por fin! — el momento de convertir al Junior en un auténtico micro-ordenador dotándolo de un lenguaje evolucionado. Mientras damos las últimas pinceladas a la puesta a punto del intérprete BASIC para el Junior Computer, iniciamos el «Curso de BASIC de Elektor» destinado, además de a los incondicionales del Junior, a cualquier lector que quiera introducirse a través de la práctica en el campo de la programación.

BASIC

(1ª PARTE)

Aún a pesar de su fácil aprendizaje, el BASIC constituye un potente lenguaje de programación, idóneo para todo aquel que desee explotar las posibilidades que le ofrece un ordenador, sin que por ello tenga que conocer con profundidad el funcionamiento del sistema.

A partir de su nacimiento, a principios de los años sesenta en la Universidad de Dartmouth (EE.UU.), este lenguaje de alto nivel se ha convertido en uno de los más difundidos y utilizados en nuestros días. Su popularidad se ve incrementada constantemente por el creciente desarrollo de los microordenadores personales destinados a las más diversas aplicaciones: juegos, cálculos científicos, gestión de tareas administrativas...

No cabe duda de que la denominación otorgada a este lenguaje (BASIC: Beginner's All purpose Symbolic Instruction Code = Código de instrucciones simbólicas de uso general para principiantes) puede dar lugar, en primera instancia, a su consideración como lenguaje muy poco evolucionado y simplificado en extremo ¡Nada más lejos de la realidad!... Manteniendo como características primordiales su simplicidad y versatilidad, el BASIC es

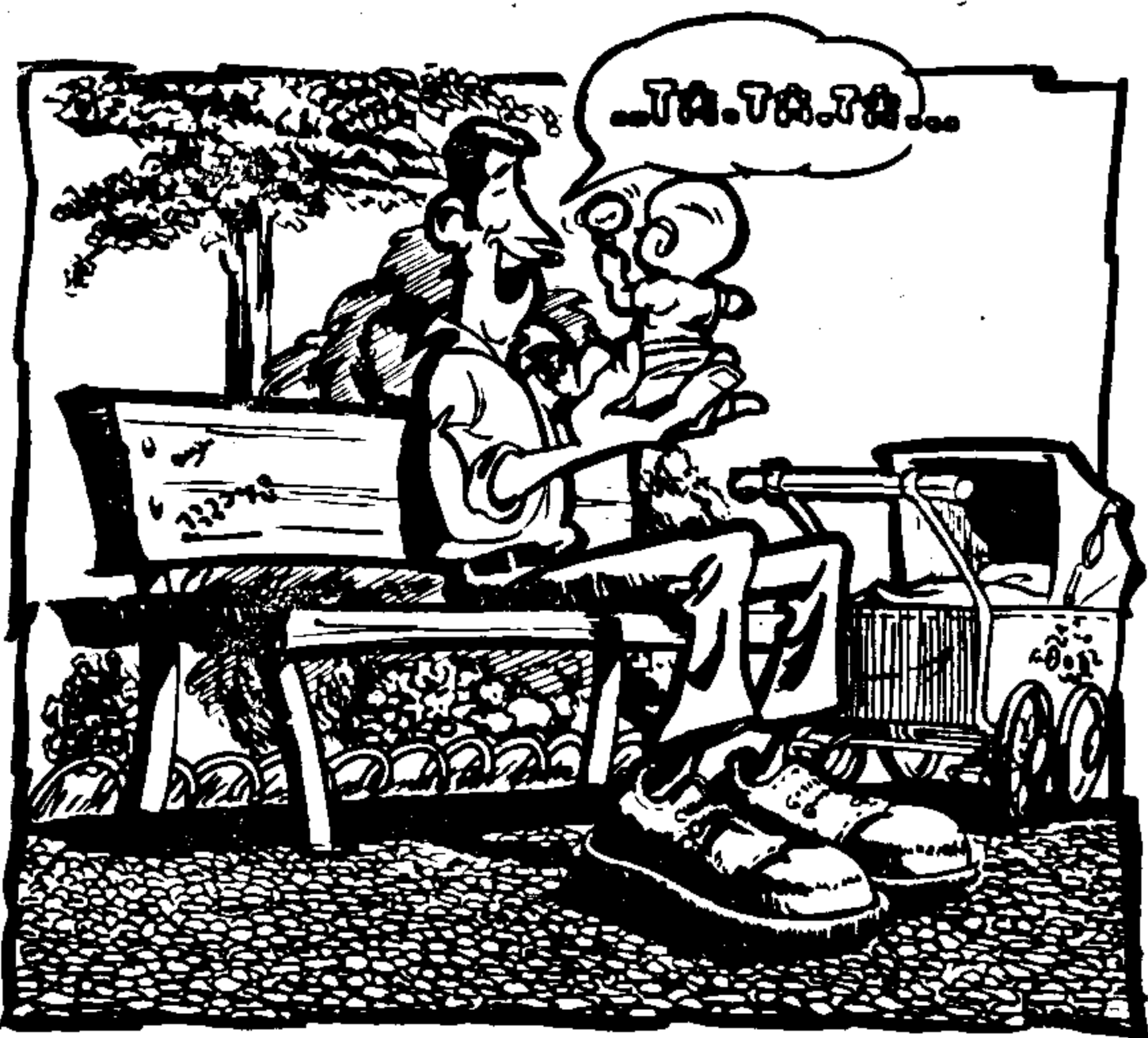
uno de los lenguajes de programación más eficaces. Por lo demás, y tal como su nombre indica, el BASIC es un lenguaje idóneo para principiantes, ya que permite escribir programas plenamente operativos incluso al neófito que no dispone de ninguna experiencia previa en ordenadores.

Cualquier usuario de un sistema basado en microprocesador admitirá, sin lugar a dudas, que la programación en «lenguaje máquina» no es precisamente un medio fácil para elaborar programas. El lenguaje máquina está constituido por códigos binarios que indican al ordenador (mini o micro) todo lo que debe realizar, informándole con total minuciosidad de todos y cada uno de los detalles más elementales. La programación en lenguaje máquina supone el conocimiento preciso y exhaustivo de la estructura y funcionamiento del ordenador en cuestión. Además, la confección de los programas resulta tediosa y exige una gran inversión de tiempo. Este es el motivo por el que los «programas de traducción» alcanzan cada vez mayor popularidad, al traducir los lenguajes de programación de alto nivel, como por ejemplo el BASIC y el Fortran (Fórmulas Translation = traducción de fórmulas), a lenguaje máquina. Estos lenguajes evolucionados o de «alto nivel» poseen un vocabulario próximo al idioma inglés. Por ejemplo, en lugar de dedicarnos a la ingrata tarea de escribir áridos tratados de prosa binaria, instruyendo al ordenador sobre cada una de las operaciones elementales que debe realizar, podemos utilizar instrucciones semejantes a: IF A=0 GOTO 21 (si A=0, vete a la línea de programa 21)... ¡Mucho más fácil, sin lugar a dudas! En la actualidad, el empleo de los ordenadores personales, de los sistemas de desarrollo y, en general, de los mini y microordenadores, supone un aprendizaje previo del lenguaje BASIC. De forma paralela a la creciente diversificación de los microordenadores, han ido apareciendo «dialectos» o nuevas versiones del BASIC original creado en Dartmouth. Prácticamente, cada fabricante de microprocesadores o de microordenadores ha puesto a punto su propia versión de lenguaje BASIC, si bien, las diferencias entre los diversos dialectos suelen ser mínimas.

A lo largo de nuestro curso nos ocuparemos de la descripción de un lenguaje BASIC potente y normalizado, que coincide precisamente con la versión elegida para el Junior Computer.

Compiladores e intérpretes

El BASIC es un lenguaje de programación evolucionado que no está limitado en absoluto a una determinada categoría de ordenadores. No obstante, es evidente que para que un programa BASIC pueda ser ejecutado por un ordenador hay que traducirlo previamente a lenguaje máquina, lenguaje que es precisamente el que puede asimilar directamente el ordenador en cuestión. El proceso de traducción puede realizarlo perfectamente el propio ordenador que posteriormente ejecutará el programa escrito en BASIC;



Introducción a un lenguaje de alto nivel para ordenador

BASIC

(1ª PARTE)

por supuesto, siempre y cuando el ordenador que nos ocupa tenga acceso a un programa (en lenguaje máquina) que le instruya acerca de cómo debe proceder para convertir las instrucciones BASIC en instrucciones binarias de su propio lenguaje máquina.

El almacenamiento del programa de traducción precisa de un considerable espacio de memoria, en consecuencia, habrá que tratar de reducir en lo posible la dimensión de este programa. Por otra parte, es evidente que un programa reducido verá limitadas sus posibilidades: por ejemplo, puede limitarse a la traducción de sólo una parte del repertorio completo de instrucciones BASIC y estar confeccionado «a medida» para determinado tipo de ordenador.

La consecuencia real es que la mayor parte de los programas que hemos denominado de «traducción» no sólo están ligados a un ordenador específico, sino que incluso están concebidos para traducir una determinada versión de lenguaje BASIC. Este hecho explica la existencia de un elevado número de «dialectos» distintos. Afortunadamente, estos dialectos mantienen una gran similitud con el «BASIC original», de tal forma que salvo en aspectos muy concretos «si conoce una versión de BASIC, prácticamente las conoce todas». Por supuesto, su ventaja será mayor cuanto más potente y evolucionada sea la versión con la que se familiarice. Esta es precisamente una de las directrices que hemos adoptado para elaborar nuestro «Curso de BASIC».

Los programas de traducción de BASIC a lenguaje máquina pueden operar de dos formas distintas.

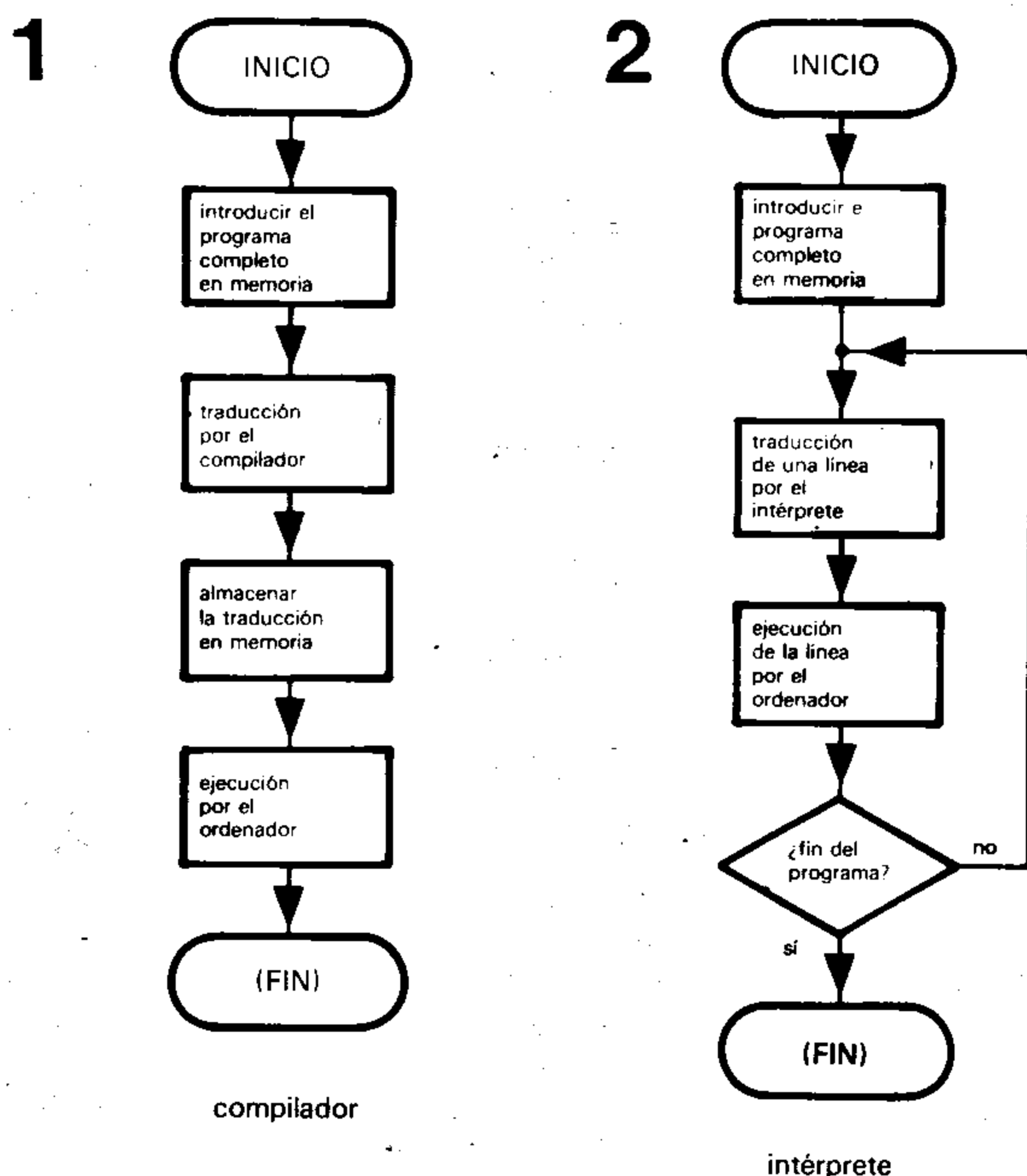
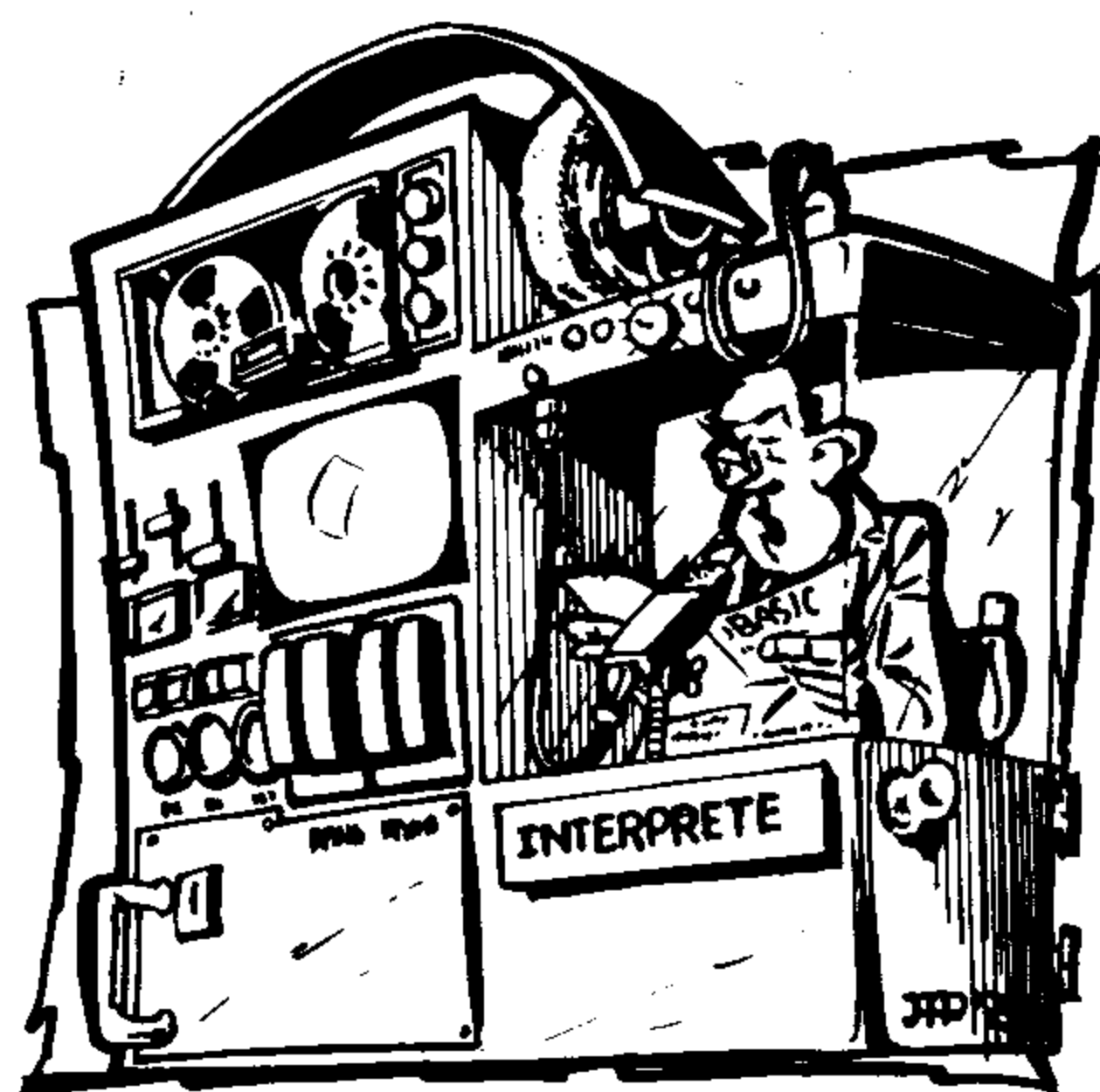


Figura 1. Un programa de traducción de tipo «compilador» actúa traduciendo en su totalidad el programa en lenguaje de alto nivel a lenguaje máquina. Una vez que se dispone de la traducción completa, el ordenador puede proceder a su ejecución.

Figura 2. Un intérprete traduce el programa línea por línea. Al traducir una línea el ordenador ejecuta la instrucción correspondiente y, a continuación, pasa a la línea siguiente para realizar con ella el proceso de traducción y ejecución.

El compilador

El procedimiento más rápido consiste en traducir inicialmente la totalidad del programa escrito con instrucciones BASIC a lenguaje máquina, y una vez que se dispone de la traducción completa en lenguaje máquina proceder a la ejecución del mismo. Cabe observar que se trata de dos operaciones consecutivas y distintas: el programa es primero traducido y a continuación ejecutado (ver figura 1). Un programa traductor que actúe de esta forma se denomina «compilador». Una vez que se dispone de su traducción a lenguaje máquina, el programa puede ser ejecutado tantas veces como se estime oportuno sin tener que repetir de nuevo el proceso de traducción.



El intérprete

La segunda posibilidad consiste en traducir y ejecutar el programa línea por línea. El programa de traducción, denominado en este caso «intérprete», empieza con la lectura de una línea o porción del programa BASIC original, a continuación la interpreta e inmediatamente la ejecuta (ver figura 2). Una vez procesada totalmente la línea en curso, realiza otro tanto con la siguiente y así sucesivamente hasta concluir con el programa en cuestión.

Realmente, un intérprete BASIC está constituido por un elevado número de pequeños subprogramas cuya ejecución se arranca por medio de un determinado comando BASIC.

Ventajas de un intérprete

El intérprete manifiesta una notable ventaja cuando se trata de ejecutar programas (cortos o de longitud media) directamente a partir del teclado. Cualquier error de sintaxis (formulación incorrecta) o de programación es detectado de inmediato, en el preciso instante de su introducción a través del teclado del ordenador.

Por otra parte, para pequeños programas —por ejemplo, de cálculo matemático— el ordenador opera de forma semejante a como lo haría una calculadora convencional: el resultado de cada instrucción se obtiene inmediatamente después del ingreso de la instrucción a través del teclado.

BASIC

(1ª PARTE)

Inconvenientes del intérprete

Cuando se trata de la ejecución de grandes programas, la ventaja se inclina hacia la opción «compilador». Si durante el desarrollo de un programa se utiliza repetidamente una porción del mismo (subprograma), el intérprete traducirá el subprograma en cuestión tantas veces como éste sea utilizado, con la consiguiente merma en la rapidez de ejecución del programa conjunto. Por el contrario, el compilador traduce cada subprograma o rutina una sola vez. En este caso, una vez que el programa está enteramente disponible en lenguaje máquina, puede ejecutarse cuantas veces sea necesario sin necesidad de recurrir de nuevo al compilador.

En resumidas cuentas: un intérprete BASIC es muy útil para la ejecución de pequeños programas, mientras que un compilador está plenamente justificado cuando se trata de grandes programas. En cualquier caso, la elección de uno y otro procedimiento de traducción no depende únicamente del resultado de baremar los pros y contras. En la práctica, la elección está directamente condicionada por la oferta de los diversos fabricantes que pueden o no brindar ambas opciones. Al respecto, cabe precisar que casi la totalidad de los microordenadores que existen en el mercado disponen de un programa traductor de tipo «intérprete».

Los ordinogramas

Antes de proceder a la escritura de un programa BASIC es preciso disponer de una idea perfilada de la arquitectura del programa en su conjunto. Un programa puede equipararse a un camino que parte de unos datos iniciales y conduce a un resultado final. A menudo, se dispone de varios itinerarios posibles; la elección del mejor de ellos depende de la habilidad y experiencia del usuario.

Una vez elegido el itinerario a seguir, es conveniente representarlo de forma esquemática construyendo su correspondiente diagrama de flujo u ordinograma. La denominación «ordinograma» obedece a que esta representación ilustra la secuencia lógica de «órdenes» y operaciones que hay que realizar para llegar al resultado o resultados finales.

La escritura de un programa BASIC consiste simplemente en transcribir este diagrama de flujo u ordinograma en una secuencia de instrucciones BASIC. Es por ello por lo que una buena asimilación de los ordinogramas resultará extraordinariamente útil para el estudio de los «principios del lenguaje BASIC».

En definitiva, un ordinograma es una representación simplificada del desarrollo de un programa. Para su elaboración se utilizan un conjunto de símbolos normalizados.

Símbolos utilizados en los ordinogramas

La figura 3 muestra los símbolos que se utilizan con mayor frecuencia. La primera etapa de cualquier diagrama de flujo consiste lógicamente en el indicativo de inicio o principio de la secuencia de operaciones («START»); el símbolo empleado se denomina «termi-

nal» (ver figura 3a). Un símbolo idéntico, aunque esta vez encerrando a la palabra «END» (fin), es el que se utiliza para indicar el final del diagrama de flujo (figura 3a).

Cada operación del programa se inscribe dentro de un rectángulo semejante al que aparece en la figura 3b; la «operación» queda perfectamente definida por el texto inscrito, texto que debe ser lo más conciso posible. Esta es una condición que hay que respetar a lo largo de todo el diagrama de flujo: los textos deben aludir únicamente a aquellos puntos que sea necesario especificar para facilitar la comprensión del desarrollo del programa conjunto. En el ejemplo que le proponemos en la figura 3, basta simplemente con precisar la operación « $C = A + B$ »; no es necesario especificar las operaciones elementales previas como «buscar el dato A» («fetch A»), «buscar el dato B» («fecht B»), etc.

Aunque no es en absoluto indispensable reseñar todas y cada una de las operaciones, en algún caso, puede optarse por resumir una secuencia de operaciones dentro de un mismo rectángulo, por ejemplo: « $D = \sin A + \cos B + 5 C$ ». Hay que reconocer que este procedimiento puede ayudar de forma considerable a mantener una cierta «claridad» en los diagramas de flujo de programas relativamente complejos.

La mayor parte de los programas no se limitan simplemente a una sucesión de operaciones. En determinados instantes, puede exigirse al ordenador que adopte ciertas decisiones «¿Se han operado todas las variables?», «¿La operación realizada conduce a un resultado nulo?». Las operaciones de «decisión» se representan en el diagrama de flujo por medio de otra figura geométrica: el rombo (ver figura 3c); en nuestro ejemplo se trata de decidir en función de la igualdad de los valores C y D. Tal como se observa, el itinerario a seguir

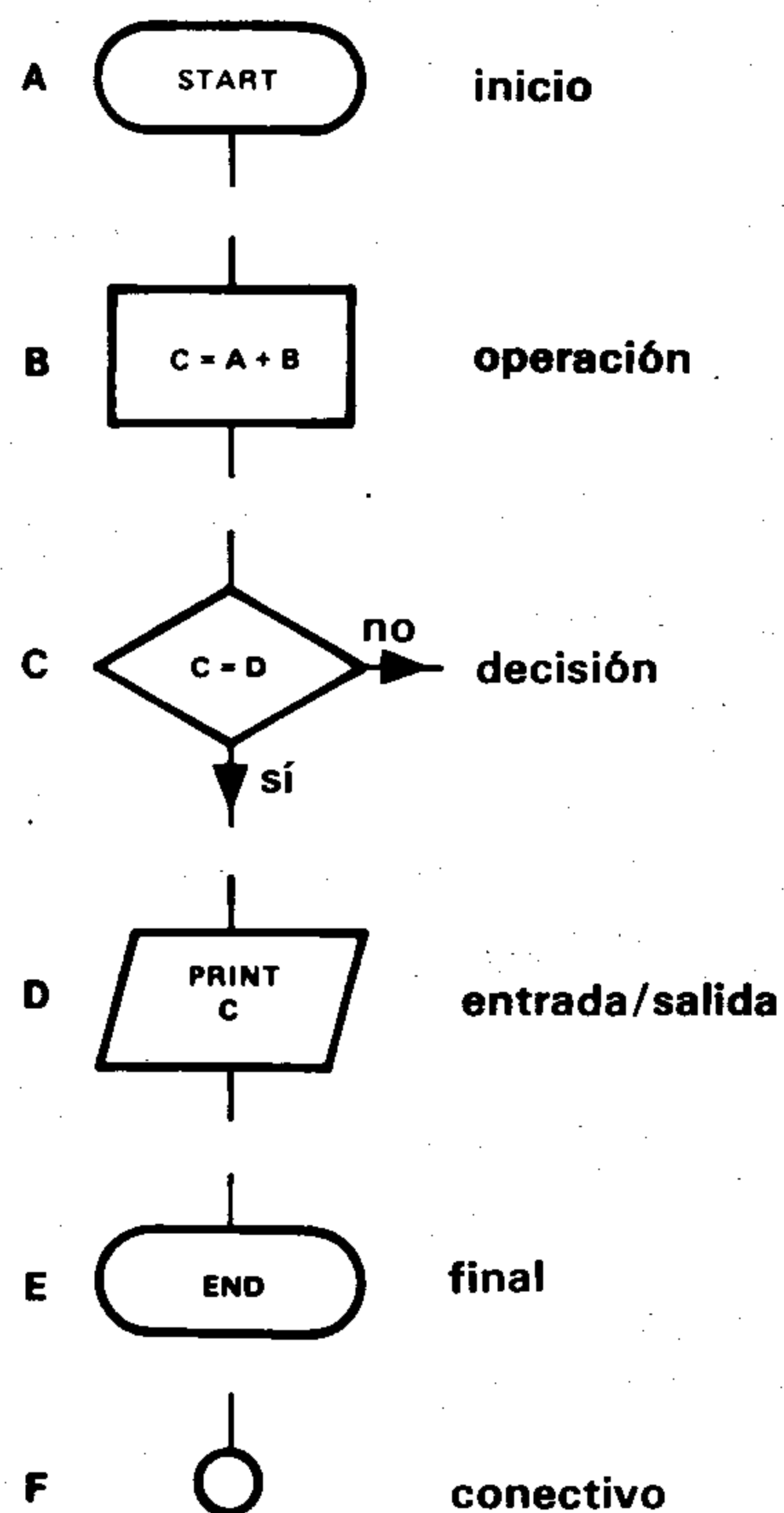


Figura 3. Símbolos principales utilizados para la confección de ordinogramas.

BASIC

(1ª PARTE)

por el programa depende del resultado de la decisión: «sí» ($C = D$) o «no» ($C \neq D$). El mismo símbolo puede utilizarse para una triple decisión. El resultado de la comparación puede bifurcar el proceso hacia tres distintos itinerarios: si $C < D$ (itinerario 1), si $C = D$ (itinerario 2) o, por el contrario, si $C > D$ (itinerario 3). Más adelante veremos que las posibles comparaciones o decisiones pueden ser de muy diversos tipos.

Durante la ejecución de un programa, es posible que el usuario desee disponer de resultados de cálculos parciales o de verificaciones intermedias realizadas por el ordenador. Para ello, el ordenador debe entregar la información solicitada a través de un terminal periférico: impresora, pantalla de visualización, etc. Esta salida de datos al exterior se refleja en el diagrama de flujo utilizando el símbolo que aparece en la figura 3d. Dentro del símbolo en cuestión se inscribirá la orden oportuna, por ejemplo «PRINT» (imprimir). El mismo símbolo se utiliza tanto para las operaciones de entrada como de salida de información; así pues, este puede emplearse para representar una nueva entrada de datos en determinado punto del desarrollo del programa.

Los cuatro símbolos descritos hasta el momento son los elementos esenciales de cualquier ordinograma. Por supuesto, si el programa es largo y complicado, su correspondiente ordinograma será necesariamente complejo, hasta el punto de que pueden ser necesarias varias páginas para su representación. La figura 3f presenta un último símbolo, denominado «conector» que sirve para relacionar entre sí diversas secciones de un mismo ordinograma. Para que la identificación de los diversos puntos de enlace sea correcta, se inscribirán dentro de los conectivos el adecuado número de referencia.

Por medio del conjunto de símbolos descritos, es posible confeccionar el diagrama de flujo de prácticamente cualquier programa. A lo largo de los próximos capítulos del curso de BASIC aparecerán diversos ejemplos que contribuirán a clarificar el modo de empleo de los ordinogramas y de los símbolos que los constituyen.

¿Calculadora u ordenador?

Sin lugar a dudas, los lectores versados en el tema informático poseen ya una idea perfectamente definida de las diferencias que existen entre una calculadora y un ordenador. En cualquier caso, no nos parece fuera de lugar aclarar estas distinciones que parten, básica-

mente, de uno de los factores del binomio que constituye la esencia de los ordenadores, precisamente del que nos ocupa en este curso: la programación.

Un ordenador, es un producto de la síntesis de dos elementos complementarios: un soporte físico o circuito electrónico (el «HARDWARE») y una programación o conjunto de instrucciones, datos, programas... (el «SOFTWARE»). Ambos elementos se conjugan en un sistema para el tratamiento de información u ordenador. Y aquí aparece la distinción básica y esencial entre calculadoras y ordenadores: un ordenador es un sistema cuya funcionalidad no está predefinida por su estructura física, sino que puede ser «instruido» por el usuario para realizar una u otra función introduciéndole un programa al efecto.

Una calculadora convencional es capaz de realizar determinadas operaciones matemáticas (suma, resta, multiplicación, división...), pero única y exclusivamente esas operaciones preestablecidas. Por su parte, el ordenador posee un campo de aplicación totalmente versátil, definible en cualquier instante por medio del adecuado programa. Puede realizar cálculos complejos en los que intervengan secuencias de operaciones, comparaciones y decisiones, y su efectividad no se limita a los cálculos matemáticos sino que se extiende a cualquier aplicación definible como tratamiento de información, sea ésta de naturaleza simplemente numérica o alfanumérica.

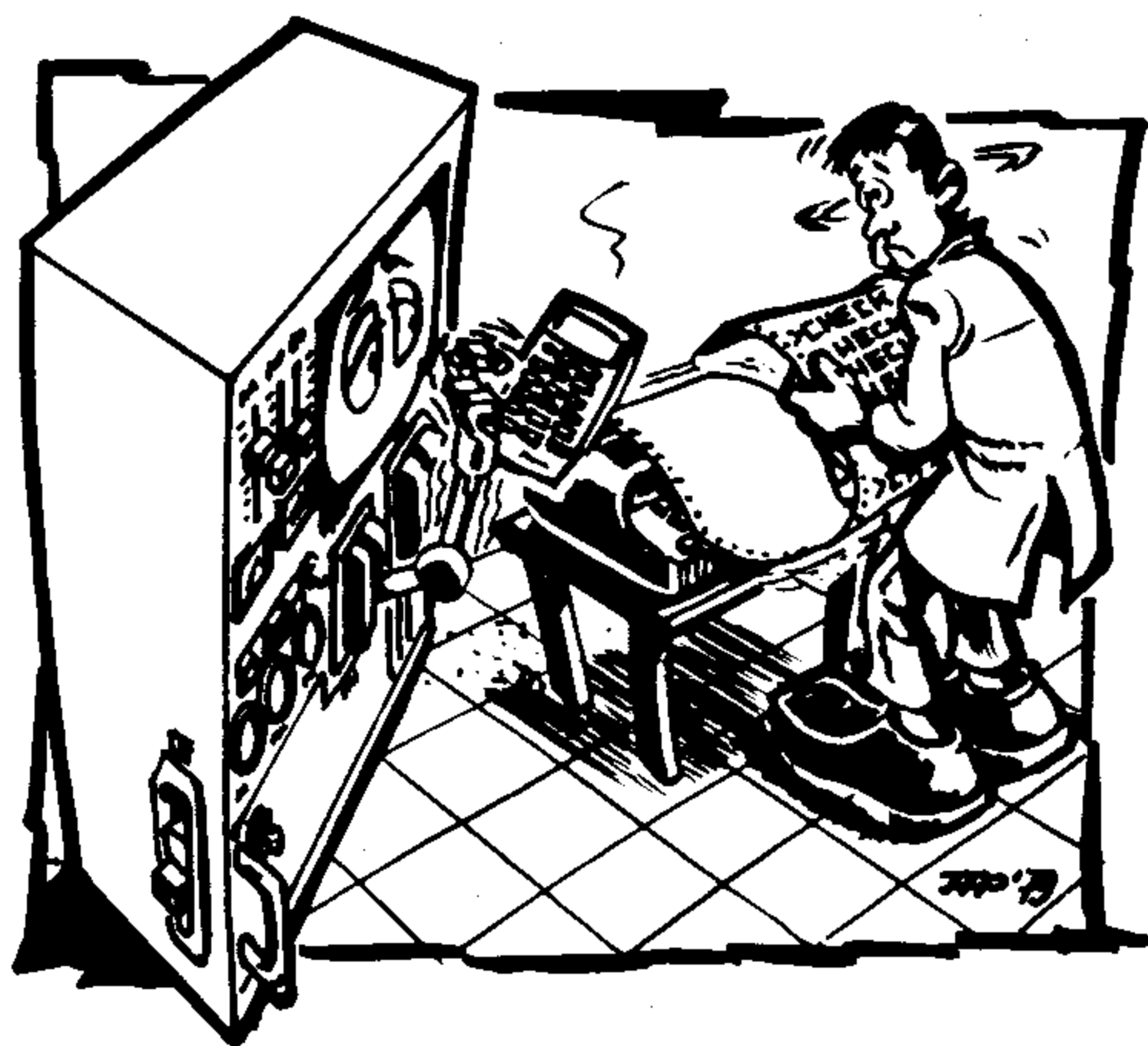
A simple vista, otros aspectos accesorios evidencian la diferencia que existe entre calculadora y ordenador. Normalmente, los calculadores aceptan los datos a través de un teclado simple que forma parte integrante del conjunto, y entregan los resultados a través de un simple visualizador o displays numéricos. Por el contrario, la comunicación con un ordenador suele establecerse a través de terminales independientes, constituidos por un teclado —semejante al de una máquina de escribir— y por una pantalla de visualización. A través de la lectura de este apartado, es muy posible que los lectores menos versados en el tema hayan adquirido una idea real de la importancia de la «programación», uno de cuyos lenguajes —el BASIC— constituye el objeto de este curso.

El programa en lenguaje BASIC

En líneas generales, un programa es una secuencia ordenada de instrucciones que definen una tarea a realizar por el ordenador. La ejecución de cada una de las sucesivas instrucciones hará que el ordenador realice una operación —más o menos compleja—, efectúe una comparación o tome una decisión que conducirá al resultado final que se pretende lograr con la ejecución del programa en su conjunto. Un programa convencional en lenguaje de alto nivel (por ejemplo, en BASIC) presenta una estructura semejante a la que sigue:

```
10 INSTRUCCION 1
20 INSTRUCCION 2
30 INSTRUCCION 3
40 INSTRUCCION 4 : INSTRUCCION 5
50 INSTRUCCION 6
60 INSTRUCCION 7
65 END
```

El número de línea que precede a cada una de las ins-



BASIC

(1ª PARTE)

trucciones (salvo en el caso de que se coloquen varias instrucciones en una misma línea, por ejemplo, en la línea 40), instruye al ordenador sobre el orden en que debe realizar la ejecución del programa. Cabe observar que, excepto en la última línea de instrucción, se han numerado las líneas a intervalos de 10 ¿Por qué?... En la práctica, el primer intento de escritura de un programa muy raramente se ve coronado por el éxito; lo habitual es que suelen quedar en el olvido algunas instrucciones. Numerando las líneas con cierto intervalo, queda abierta la posibilidad de añadir nuevas instrucciones en el lugar oportuno utilizando números de línea intermedios. Recordemos que el ordenador ejecutará el programa atendiendo estrictamente a un orden numérico creciente: así pues, si hemos olvidado una instrucción intermedia entre las instrucciones 2 y 3 no tenemos porque reescribir el programa completo, sino que bastará simplemente con escribir al final del programa la citada instrucción con un número de línea «a propósito», por ejemplo: 24. El intérprete, en nuestro caso de BASIC, se ocupará de que las instrucciones añadidas posteriormente se sitúen en el lugar que les corresponda dentro del programa conjunto, atendiendo a su número de línea.

La presencia del número de línea, facilita no sólo la inclusión de nuevas instrucciones sin necesidad de reescribir por completo el programa, sino que también permite la modificación e incluso el borrado de instrucciones de una forma selectiva. El procedimiento es muy simple: para modificar una instrucción, se introduce su correspondiente número de línea y se escribe la nueva instrucción modificada; al pulsar la tecla «retroceso de carro» (Carriage Return — CR) que pone fin a la escritura de una línea, la nueva línea reemplazará a la que anteriormente poseía el mismo número. De forma análoga, el borrado de una instrucción se realiza introduciendo su número de línea seguido por un «retroceso de carro» u orden de fin de línea.

En la escritura de un programa, el «retroceso de carro» posee la misma importancia que en el caso de una máquina de escribir común. Al dar por concluida la escritura de una línea, resulta imperativo dar la orden de retroceso de carro pulsando la tecla CR (Carriage Return). El intérprete BASIC responderá de inmediato con el «indicador de presencia» o «prompt»; este es un símbolo (#, >, :, -...) característico de cada intérprete BASIC, que indica al usuario que el intérprete está preparado para recibir una nueva línea de información a través del teclado.

Algunos intérpretes BASIC permiten la escritura de dos o más instrucciones en una misma línea de programa. Las sucesivas instrucciones de la misma línea se separan por medio de un carácter denominado «separador»; en el ejemplo propuesto el separador es el símbolo «:»:

40 INSTRUCCION 4 : INSTRUCCION 5

Más adelante, con ocasión del estudio de los tipos generales de instrucciones, veremos que es posible introducir líneas de programa sin afectarlas con un número de línea. En este caso, las instrucciones se ejecutarán inmediatamente después de pulsar el «retroceso de carro». En otras palabras, el ordenador actuará como una simple calculadora, ejecutando las instrucciones de inmediato y «olvidándolas» a continuación como si no se hubieran introducido. En un programa convencional, cuyas líneas están caracterizadas por su correspondien-

te número, la ejecución se iniciará al arrancar el programa con la orden al efecto (RUN), ejecutando las sucesivas instrucciones en el orden de su numeración, desde el principio hasta la última instrucción que necesariamente debe ser la de «fin de programa» (END).

Instrucciones BASIC

Al igual que cualquier lenguaje de programación, el BASIC se sirve de palabras o cadenas de caracteres. Las palabras utilizadas por el lenguaje BASIC se derivan del inglés convencional y conforman un vocabulario simple y limitado, facilitando así su aprendizaje. Este repertorio de palabras o «comandos» se utilizan para la confección de los programas BASIC, adoptando la forma de instrucciones. Cabe recordar que, en términos generales, una instrucción, es una palabra o conjunto de palabras alfanuméricas que instruyen al ordenador sobre cómo realizar una determinada operación. A su vez, un conjunto de instrucciones que definen una tarea a realizar por el ordenador es lo que se denomina programa.

En el lenguaje BASIC, las instrucciones poseen una estructura semejante a la que se indica a continuación:

Instrucción BASIC

Comando	Argumento
---------	-----------

El comando es una palabra del vocabulario o repertorio del lenguaje BASIC que «ordena» al sistema que realice una determinada operación. La segunda zona o campo de la instrucción es el denominado «argumento», este puede ser un número, una variable, una cadena de caracteres o incluso una expresión matemática. En cualquier caso, el argumento aporta el dato o datos implicados en la ejecución de la orden expresada por el comando. Veamos algunos ejemplos:

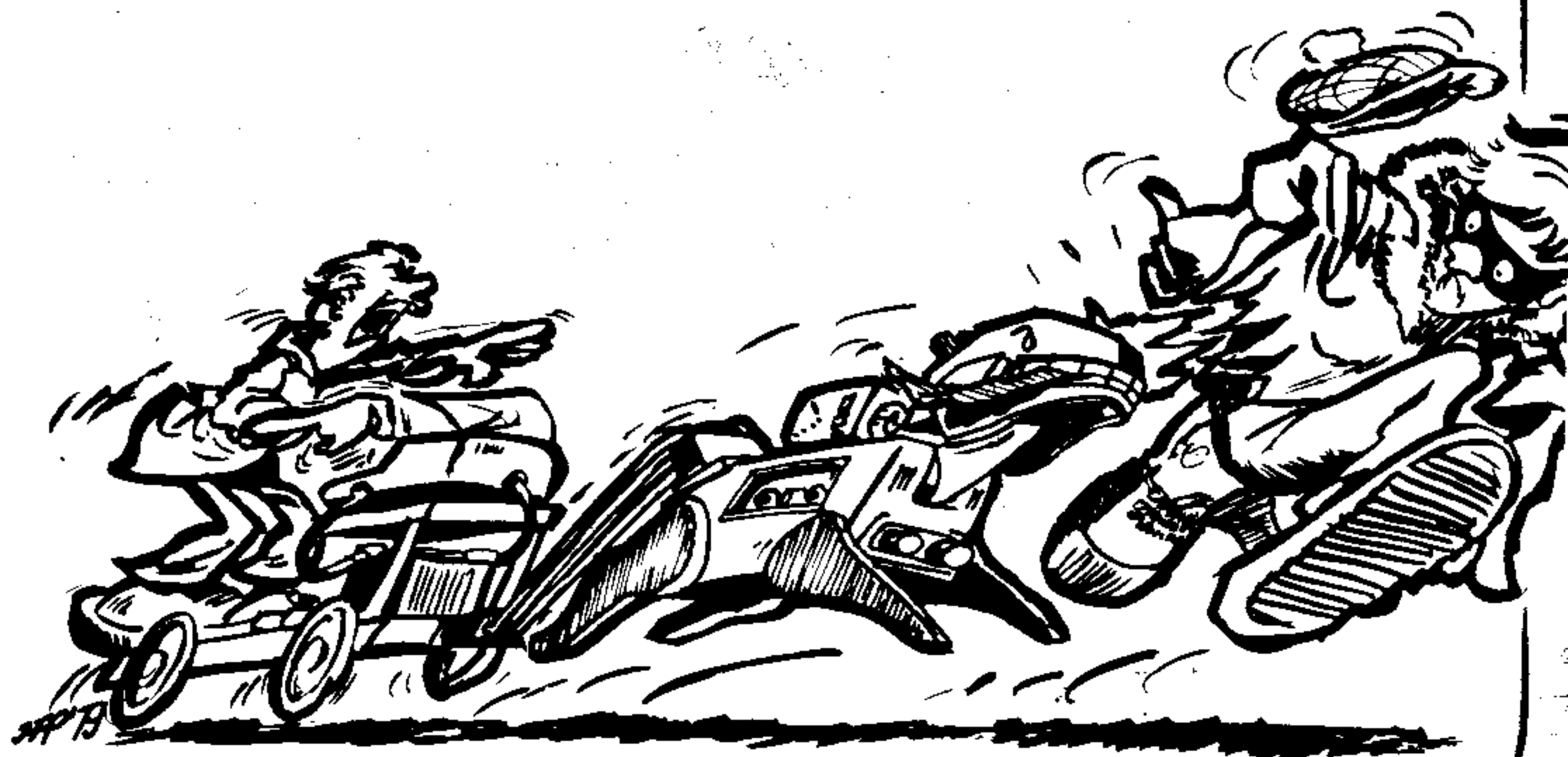
1. Instrucción: Asignar a la variable A el valor 38

Comando	Argumento
LET	A = 38

2. Instrucción: imprime el resultado de la operación:

$$\frac{A \times 25}{8}$$

Comando	Argumento
PRINT	A * 25 / 8



BASIC

(1ª PARTE)

3. Instrucción: Salta a la instrucción cuyo número de línea es 100

Comando	Argumento
GOTO	100

Más adelante y en el apartado correspondiente del curso, estudiaremos los diversos tipos de comandos del «dialecto» BASIC elegido, así como los tipos de variables y operadores lógicos y aritméticos que pueden intervenir en los argumentos de las instrucciones.

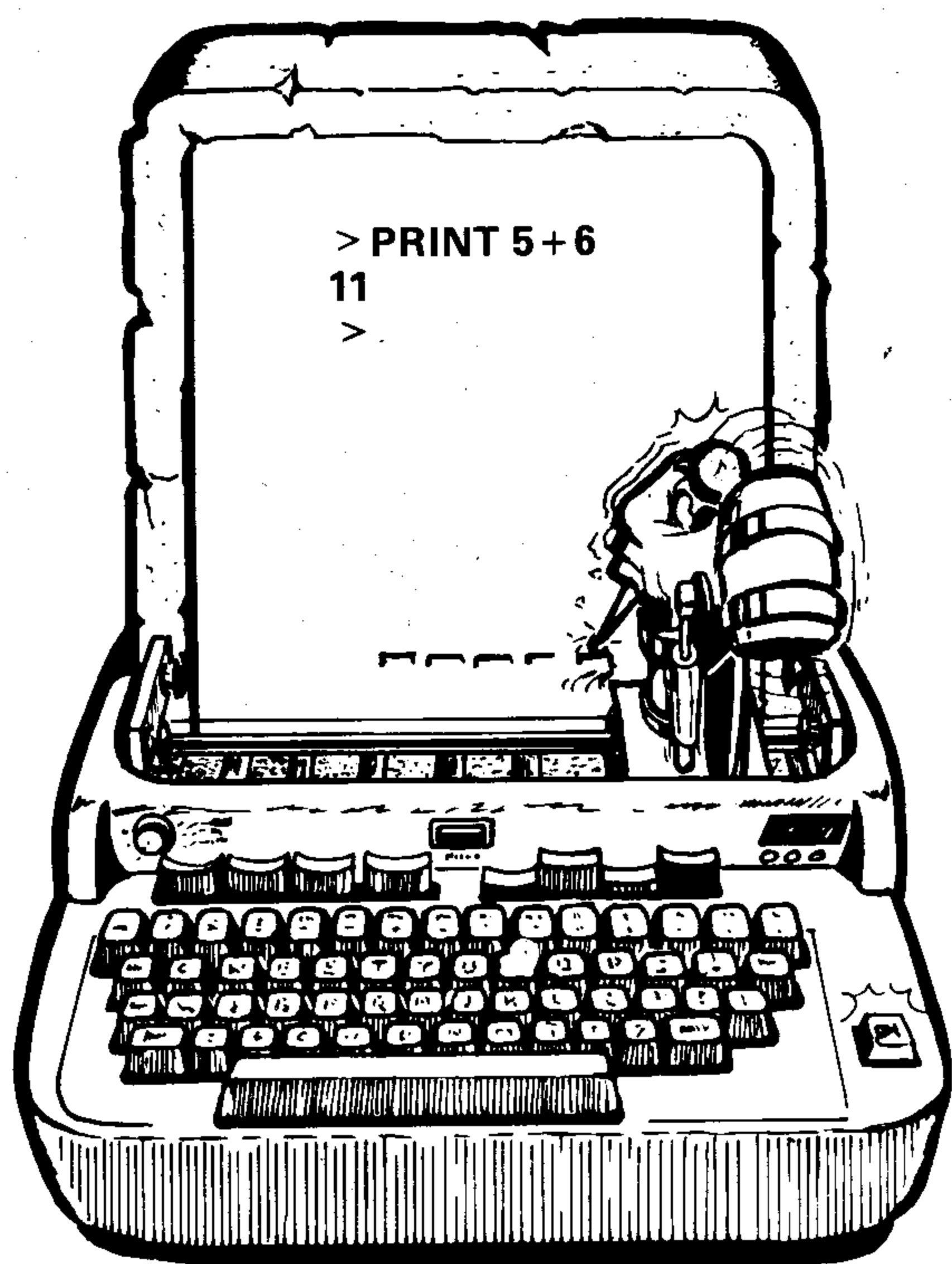
Instrucciones directas e indirectas

En un párrafo anterior mencionamos que el lenguaje BASIC también puede utilizarse para hacer que el ordenador realice cálculos inmediatos, operando como una simple calculadora.

Un simple cálculo, efectuado con una calculadora de bolsillo, proporciona un resultado inmediato sobre el visualizador numérico. No sucede lo mismo con los ordenadores. El ordenador se satisface con memorizar internamente el resultado final: lo almacena en algún lugar de su memoria y sólo lo muestra en el caso de que se le de la orden específica de imprimir: comando PRINT.

Instrucciones directas

En el caso de que se quiera ejecutar un simple cálculo inmediato, sin memorizar realmente las instrucciones en memoria, recurriremos al empleo de instrucciones directas. Estas no son ni más ni menos que instrucciones BASIC convencionales, con la única particularidad de que no están afectadas por un número de línea. Por ejemplo, una instrucción directa aparece como sigue:



Al aparecer sobre la pantalla el primer «prompt» (indicador de presencia del intérprete), se introducirá la instrucción directa que se desea ejecutar; en este caso «PRINT 5 + 6»: imprime el resultado de la operación 5 + 6. Al pulsar seguidamente la tecla CR, el intérprete BASIC traducirá y ejecutará de inmediato la instrucción, mostrando en la línea siguiente el resultado de la operación. Acto seguido presentará en la pantalla de visualización un nuevo «prompt», indicando al usuario que el intérprete está preparado para recibir una nueva instrucción.

Instrucciones indirectas

Si se desea almacenar en memoria esta misma instrucción de tal forma que quede disponible para una posterior ejecución, habrá que recurrir a su formulación como instrucción indirecta, añadiéndole un número de línea. El empleo de instrucciones indirectas supone la confección de un programa. Así, por ejemplo, el programa o secuencia de instrucciones indirectas que realizará el cálculo anterior es el siguiente:

```
10 PRINT 5 + 6
20 END
RUN
```

Una vez introducidas las dos instrucciones que componen el programa (la instrucción operativa y la de final de programa «END»), podemos indicar al ordenador que lo ejecute, utilizando el comando de control «RUN» (orden de ejecución). El resultado será el siguiente:

```
11
BRK AT 20
```

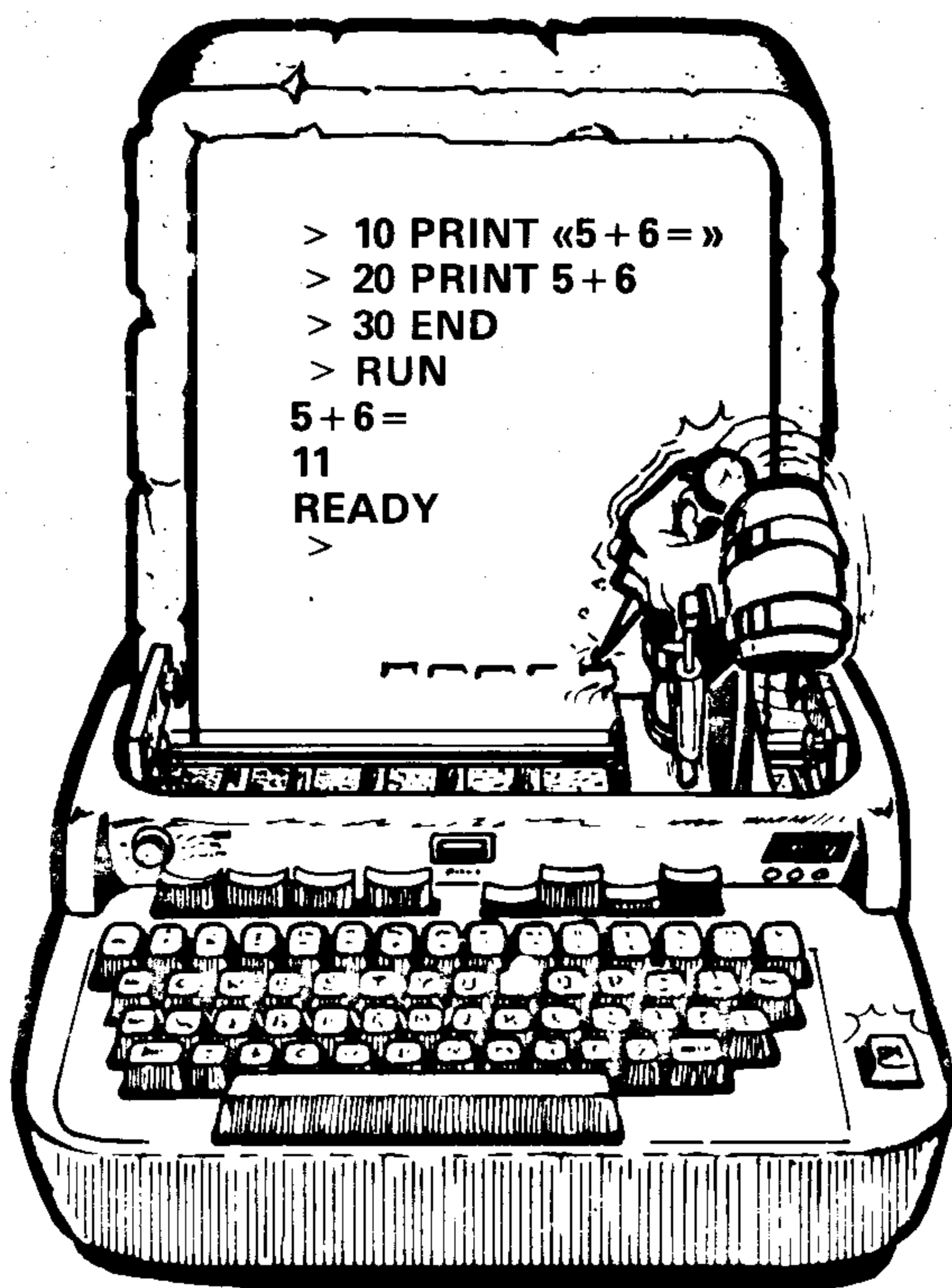
Al recibir el comando RUN, seguido de la acción sobre la tecla CR (retroceso de carro), el ordenador efectúa el cálculo e imprime el resultado en la próxima línea.

La diferencia esencial entre este programa y la instrucción directa utilizada anteriormente, radica en que podemos repetir la ejecución del cálculo cuantas veces se nos antoje sin más que ordenarlo por medio del comando RUN. En el caso de la instrucción directa, habría que escribir de nuevo la instrucción cada vez que se quisiera repetir el cálculo. En definitiva, observamos que las instrucciones indirectas son las que conforman los programas que el ordenador almacena automáticamente y ejecuta a voluntad del usuario, en el instante preciso en el que se le ordene.

En el ejemplo propuesto, observamos que después de imprimir el resultado del cálculo, el intérprete BASIC muestra la inscripción «BRK AT 20», con ello indica que la ejecución del programa se ha interrumpido en la línea 20 debido a la presencia de la instrucción END (fin de programa). Este mensaje final varía de uno a otro intérprete; por ejemplo, en lugar de «BRK AT ...», otros intérpretes BASIC pueden responder con «READY» (¡listo!). Cualquiera que sea el mensaje final, estará seguido automáticamente por un salto de línea y la impresión del correspondientes «prompt». En la figura adjunta, observamos la secuencia de textos tal y como aparecen en la pantalla de visualización al escribir y ejecutar un programa, en el supuesto de que el mensaje final sea «READY».

BASIC

(1ª PARTE)



CUESTIONES (1.ª Parte)

1. ¿Qué es un programa de traducción?
2. ¿Cuál es la diferencia fundamental entre un compilador y un intérprete?
3. ¿Cuáles son las ventajas e inconvenientes principales de un intérprete?
4. ¿Por qué hay que traducir los programas en lenguaje BASIC a lenguaje máquina para que puedan ser ejecutados por el ordenador?
5. ¿A qué se debe la existencia de varios «dialectos» del lenguaje BASIC?
6. ¿Qué es un ordinograma?
7. ¿Por qué es tan importante un ordinograma?
8. ¿Qué es un «prompt» o «indicador de presencia»?
9. ¿Por qué es necesario numerar cada una de las líneas de un programa BASIC?
10. ¿Qué acción provoca la tecla CR (retroceso de carro)?
11. ¿Cuál es la estructura de una instrucción BASIC?
12. ¿En qué se diferencian las instrucciones directas e indirectas?
13. ¿Por qué un programa no puede confeccionarse a partir de un conjunto de instrucciones directas?
14. ¿Qué es el argumento de una instrucción BASIC?
15. ¿Qué significa el mensaje final «BRK AT 45» generado por un intérprete BASIC?

TERMINOLOGIA (1.ª Parte)

argumento (BASIC)

Segunda zona de una instrucción BASIC. Aporta el dato o datos implicados en la ejecución de la orden expresada por el comando de la instrucción.

BASIC

Lenguaje de programación de alto nivel, cuya denominación corresponde a las siglas «Beginner's All purpose Symbolic Instruction Code» (Código de instrucciones simbólicas de uso general para principiantes).

caracter

Símbolo de representación: letra, cifra, símbolo de puntuación...

comando BASIC

Palabra del vocabulario del lenguaje BASIC que «ordena» al sistema que realice una determinada operación; constituye la primera zona o «campo» de una instrucción BASIC.

compilador

Programa de traducción de lenguaje de alto nivel a lenguaje máquina. El compilador traduce el programa en su totalidad antes de proceder a la ejecución de una parte o de la totalidad del mismo.

CR

«Carriage Return» (retroceso de carro). Orden de retorno al principio de línea.

Fortran

Lenguaje de programación de alto nivel, cuya denominación obedece a la contracción de «Fórmulas Translation» (traducción de fórmulas).

instrucción

Palabra alfanumérica o conjunto de palabras que instruyen al ordenador sobre cómo realizar una determinada operación. Un programa se compone de un conjunto de instrucciones.

intérprete

Programa de traducción de lenguaje de alto nivel a lenguaje máquina. El intérprete actúa de tal forma que cada línea de programa es ejecutada inmediatamente después de su traducción.

lenguaje máquina

Repertorio de instrucciones en lenguaje binario directamente interpretables por el ordenador. Un programa en lenguaje máquina debe instruir al ordenador sobre todas y cada una de las elementales que debe realizar para ejecutar una tarea específica.

micro-ordenador

Sistema organizado para el tratamiento de información cuya unidad central de proceso (CPU) es un microprocesador.

programa

Secuencia ordenada de instrucciones que definen una tarea a realizar por el ordenador.

prompt

Símbolo característico de cada intérprete BASIC que indica al usuario que el ordenador está preparado para recibir la instrucción siguiente. Ejemplo: # , > , ...

sistema de desarrollo

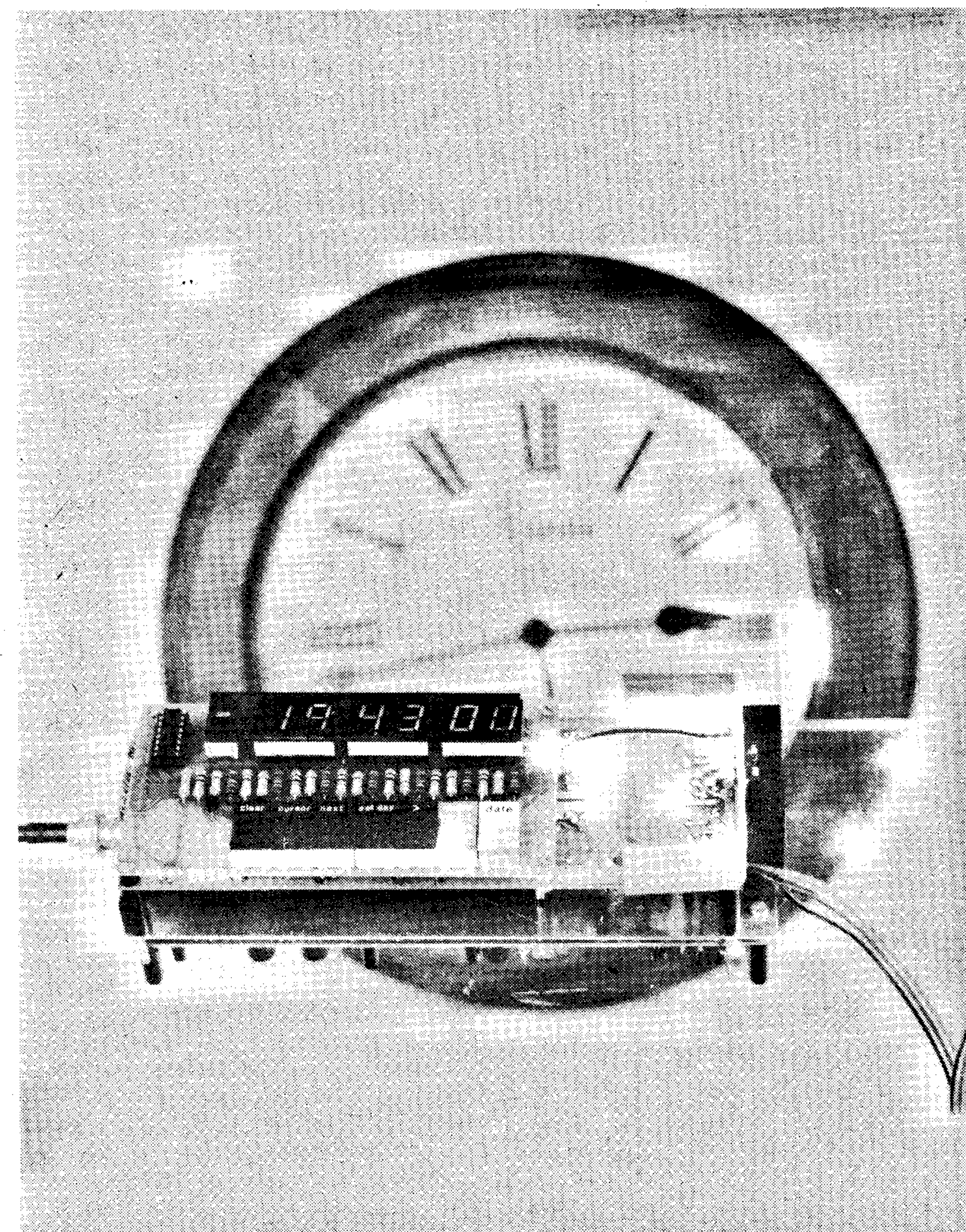
Ordenador diseñado específicamente como sistema de ayuda para la concepción y desarrollo de programas y aplicaciones.

terminal (periférico)

Unidad destinada a establecer la comunicación entre el usuario y el ordenador. Consta de un órgano de entrada (por ejemplo un teclado) y de un órgano de salida (por ejemplo, un terminal vídeo o una impresora).

cronoprocésador universal

Desafortunadamente para los poetas... ¡se acabaron las posibilidades de que el tiempo suspenda su vuelo! El presente artículo describe un sofisticado reloj/crono-programador, basado en el microprocesador 6502. Además de para su función normal de reloj, el cronoprocésador puede utilizarse para una amplia variedad de aplicaciones domésticas, poniendo en juego sus cuatro salidas independientes cuyo ciclo de conmutación se extiende a intervalos de una semana.



Es posible que, en primera instancia, el vocablo «cronoprocésador» pueda parecer un tanto «pomposo» para alguno de nuestros lectores. A lo largo de los próximos párrafos, comprobarán que esta denominación no tiene ni un ápice de ficticio, sino todo lo contrario... nuestro montaje es bastante más que un simple reloj digital.

Lo primero que se espera de un reloj es que sea capaz de dar la hora con precisión y que además indique el día de la semana y la fecha correctamente. Este último dato es calculado por el microprocesador de forma exacta hasta el «29 de Febrero del año 2100»...

Nuestro cronoprocésador es fácilmente programable. Dispone de 4 salidas de control para tareas de conmutación. Tres de ellas están previstas para el control de conmutaciones «diarias»: los tiempos de conexión y desconexión se seleccionan en períodos de 24 horas y es posible elegir días de la semana en los que la secuencia no debe ser ejecutada. La precisión que admite el cronoprocésador en la selección de tiempos es de hasta 1 minuto. Una cuarta salida de conmutación está prevista para «ciclos semanales»: diez tiempos de activación y desconexión se distribuyen dentro de un período de 7 días. La única restricción de esta salida es que la selección de tiempos se establece con la precisión de 1/4 de hora. Los ciclos de conmutación están totalmente controlados y supervisados por el microprocesador. Este no tolerará determinados «errores», por ejemplo, la programación de la desactivación de una línea dos veces sucesivas; el cronoprocésador indicará este error inmediatamente, durante la programación.

¡Y esto no es todo!... el circuito está dotado de una «reserva de energía», en forma de acumuladores de níquel-cadmio, que toman el relevo en el caso de que se produzca un fallo de la red. Los ciclos de conmutación programados permanecen almacenados en memoria y el circuito de reloj interno al procesador sigue funcionando.

De esta rápida descripción se deducen las posibilidades de nuestro cronoprocésador. Por supuesto, esta variedad de posibilidades precisan de un extenso programa que «eduke» acertadamente al microprocesador 6502. Un listado completo del programa en cuestión aparece en este mismo artículo. Dada la amplitud de la descripción de los detalles técnicos del circuito y del modo de operación del montaje, nos vemos obligados a prescindir del análisis detallado del programa.

El circuito

El esquema del circuito completo del cronoprocésador aparece en la figura 1. El microprocesador utilizado no es, ni más ni menos, que el célebre 6502 (IC1). El programa se encuentra almacenado en una memoria EPROM del tipo 2716 (IC3). El 6532 es un circuito de interface un tanto especial (IC2) que incluye 16 líneas de entrada/salida, a través de las que se controlan la visualización y el teclado. Por otra parte, este circuito contiene un temporizador que marca la secuencia de actuación de cronoprocésador, generando pulsos con la periodicidad de 1 segundo. El

6532 incorpora también 128 bytes de memoria RAM, que se utilizan para almacenar datos intermedios derivados del desarrollo del programa.

Las líneas de salida a través de las que se establecen los ciclos de conmutación están confeccionados por medio de un registro tampón de 4 bits contenido en IC4.

En la zona inferior y a la izquierda del esquema se distingue el circuito generador de reloj. La señal de 1 MHz que requiere el

microprocesador, obtenida a partir de la señal de 4 MHz entregada por el generador de reloj, está disponible en la salida de los dos biestables FF1 y FF2. Por supuesto, es posible trabajar directamente a partir de un oscilador a cristal de cuarzo de 1 MHz, no obstante, éste es un procedimiento más caro que el que le proponemos.

La señal RES se obtiene por medio de T1, T2, N3 y N4. Su función es la de posicionar al procesador en un determinado «estado»

(inicialización) al dar tensión al montaje. Inicialmente, T1 no conduce; sin embargo, como T2 conduce, la tensión en los extremos de C7 permanece nula; de esta forma, la salida de N3 se sitúa a estado lógico bajo. Una vez que la tensión de alimentación alcanza el valor de 4,5 V, T1 pasa a estado conductor; T2 se bloquea y C7 se carga. La constante de tiempo determinada por C7/R9 mantiene el nivel lógico bajo en la salida de N3 en tanto que la tensión de ali-

mentación no alcance su valor nominal. N3 y N4 constituyen un circuito conformador de los pulsos de inicialización. Si se diera el caso de que con los acumuladores la tensión de alimentación cayera por debajo de los 4,5 V, inmediatamente se producirían pulsos de inicialización. Más adelante volveremos a ocuparnos del particular.

Los seis visualizadores de siete segmentos y la escala de LEDs para los días de la semana están conectados, por una parte a las líneas de entrada/salida, a través de los buffers inversores contenidos en IC5, y por otra parte a los transistores darlington T3...T9. Estos últimos aseguran un flujo de corriente constante a través de los LEDs.

La tensión de alimentación de 5 V la proporcionan dos reguladores integrados IC8 e IC9. El segundo alimenta únicamente a los LEDs y a los visualizadores, mientras que el primero entrega la alimentación necesaria para el resto del montaje. De esta forma, el cronoprocador podrá permanecer en funcionamiento incluso durante cortas interrupciones de la tensión de red, gracias a la presencia de los acumuladores de NiCad. Cabe observar que éstos están situados delante de IC8, y se mantienen en carga, por la corriente que atraviesa a R35, mientras que está presente la tensión de red. Cuando ésta se ve interrumpida, la tensión de los acumuladores mantiene el funcionamiento del circuito a través del diodo D9 y del regulador IC8. La reducida corriente que sigue atravesando a R35 e IC9 basta para iluminar débilmente al LED indicativo de día de la semana y a los displays de 7 segmentos. El consumo de corriente cae de 800 mA (consumo normal) a 250 mA (consumo en situación de «emergencia»).

Los acumuladores que hemos previsto garantizan el funcionamiento en situación de urgencia durante cerca de una hora y media. La intensidad de la corriente de mantenimiento de la carga de los acumuladores depende del valor de R35. Según la tensión entregada por el bobinado secundario del transformador, se podrá determinar su valor como sigue:

$$R35 = \frac{U_{C9} - 10}{20 \cdot 10^{-3}} = 50 U_{C9} - 500 \Omega$$

Si la tensión de red permanece interrumpida durante un intervalo de tiempo tal que la corriente entregada por los acumuladores cae por debajo de los 4,5 V, el circuito de inicialización entrega un pulso que esta vez inhibirá al circuito en conjunto. Esta actuación tiene como finalidad evitar la posible destrucción de los displays debido a la interrupción de su multiplexado. En estas circunstancias, los ciclos de conmutación programados se pierden. Así, pues, habrá que confiar en que tales interrupciones sólo se produzcan muy raramente.

En lugar de los acumuladores NiCad pueden utilizarse dos pilas de 4,5 V conectadas en serie; éstas habrá que cambiarlas un par de veces cada año. El empleo de pilas supone también la omisión de la resistencia R35. Si la presencia del circuito de seguridad se estimara inútil en determinadas aplicaciones, bastará con prescindir del montaje de D9, R35 y de los acumuladores, y sustituir D8 por un puente de hilo conductor.

HEXDUMP: 0800,0FFF																
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0800:	D8	A9	FF	AA	E8	95	00	E0	3D	D0	F9	A9	88	E8	95	00
0810:	E0	47	D0	F9	A9	00	85	0F	85	21	8D	00	04	AA	95	48
0820:	E8	E0	3E	D0	F9	E6	4C	E6	61	A9	7F	85	81	85	83	85
0830:	60	AA	9A	58	00	EA	EA	20	44	09	C9	FF	D0	F9	A5	87
0840:	A2	00	A0	00	24	87	50	11	A2	00	E8	C8	20	8C	0B	C0
0850:	28	F0	5C	A5	80	10	F4	30	F1	20	8C	0B	E8	E0	28	D0
0860:	E3	A5	5F	C9	59	D0	3F	A2	96	20	8C	0B	CA	D0	FA	A2
0870:	07	A0	06	20	9F	09	A2	05	B5	4F	D5	55	D0	1F	CA	10
0880:	F7	A2	05	B5	55	95	4F	95	49	CA	10	F7	20	32	09	A2
0890:	08	86	61	A2	D8	86	9F	85	48	85	60	30	A1	A2	05	B5
08A0:	55	95	4F	CA	10	F9	A2	FF	86	60	20	32	09	30	8F	E0
08B0:	0A	90	F3	E0	1E	90	04	A9	80	D0	02	A9	00	85	63	A4
08C0:	5F	C0	20	90	2B	F0	3C	A5	63	10	02	E6	5D	A6	5E	C0
08D0:	28	F0	38	C0	35	F0	32	C0	41	F0	3C	C0	44	F0	42	C0
08E0:	49	F0	45	C0	57	F0	46	C0	58	F0	20	15	55	4A	95	55
08F0:	A2	96	20	8C	0B	CA	D0	FA	18	98	F8	69	01	D8	85	5F
0900:	4C	3E	08	A5	63	30	E9	10	9D	56	55	46	5D	B0	97	A9
0910:	00	85	5D	E6	5E	D0	D9	15	55	4A	4A	95	55	E6	5E	D0
0920:	CF	15	55	4A	4A	4A	10	F1	15	55	4A	10	EC	15	55	4C
0930:	1B	09	A2	0A	A9	00	95	55	CA	10	F9	60	86	5B	84	5C
0940:	46	62	90	12	A2	02	B5	48	E0	02	D0	03	20	89	09	95
0950:	67	CA	10	F2	30	12	A5	4B	20	89	09	85	69	A5	4D	20
0960:	89	09	85	68	A5	4E	85	67	A6	4C	A9	7F	38	6A	CA	D0
0970:	FB	85	66	A5	60	F0	0A	E6	11	E6	11	10	04	A9	FF	85
0980:	66	20	13	0B	A6	5B	A4	5C	60	A8	F0	06	C9	0F	B0	02
0990:	09	F0	60	A0	00	20	0B	0A	49	60	D0	6E	99	48	00	20
09A0:	0B	0A	49	60	D0	64	99	49	00	20	0B	0A	49	24	D0	5A
09B0:	99	4A	00	20	0B	0A	20	0B	0A	C9	08	D0	05	A9	01	99
09C0:	4C	00	B9	4B	00	C9	29	30	41	C9	31	30	11	6A	90	26
09D0:	B9	4D	00	C9	08	10	02	49	FF	6A	B0	1A	90	2C	B9	4D
09E0:	00	C9	02	D0	25	B9	4E	00	29	13	F0	04	C9	12	D0	06
09F0:	B9	4B	00	6A	B0	14	A9	01	99	4B	00	20	0B	0A	C9	13
0A00:	D0	08	A9	01	99	4D	00	20	0B	0A	60	18	B5	48	F8	69
0A10:	01	D8	95	48	E8	60	48	98	48	8A	48	A9	00	85	81	A5
0A20:	82	85	64	C6	61	F0	08	A5	01	A9	79	85	9F	D0	1B	A9
0A30:	82	85	9E	A5	1D	F0	07	A5	48	D0	03	20	58	0A	A2	00
0A40:	20	93	09	20	E9	0A	A9	09	85	61	A5	64	85	82	A9	7F
0A50:	85	81	68	AA	68	AA	68	40	85	01	A2	02	A9	00	A8	8A
0A60:	0A	0A	0A	0A	85	0E	B1	0E	0A	A4	4C	0A	88	D0	FC	90
0A70:	08	A9	FE	25	01	85	01	B0	1F	C8	C8	A5	4A	D1	0E	F0
0A80:	04	B0	0A	90	13	A5	49	C8	D1	0E	90	0C	88	C8	A9	01
0A90:	45	01	85	01	C0	09	D0	E2	06	01	CA	10	BF	66	01	E8
0AA0:	E0	14	F0	25	20	D5	0A	98	C5	4C	90	F3	D0	1B	B5	2A
0AB0:	4A	4A	C5	4A	F0	04	90	0E	B0	0F	B5	2A	29	03	A8	A5
0AC0:	49	D9	F3	0F	90	03	4C	9F	0A	8A	29	01	0A	0A	0A	05
0AD0:	01	8D	00	04	60	8A	48	4A	AA	B5	3E	90	08	4A	4A	4A
0AE0:	4A	A8	68	AA	60	29	0F	10	F8	A2	00	8A	09	60	85	82
0AF0:	8A	C9	09	D0	02	E8	8A	4A	A8	90	09	B9	48	00	4A	4A
0B00:	4A	4A	10	03	B9	48	00	29	0F	09	30	85	82	E8	E0	0E
0B10:	D0	D9	60	A9	40	85	1B	A2	04	A9	02	85	1C	B5	65	C6
0B20:	1C	F0	27	30	29	4A	4A	4A	4A	A8	B9	DB	0F	A4	1B	84
0B30:	82	85	80	20	86	0B	A5	21	C9	01	F0	07	25	1B	F0	03
0B40:	20	86	0B	88	84	80	46	1B	10	D3	29	0F	10	DB	CA	F0
0B50:	09	E0	01	D0	C4	B5	65	4C	2D	0B	A5	21	F0	04	C9	01
0B60:	D0	03	20	86	0B	A9	00	85	82	A9	BF	85	80	A5	82	D0
0B70:	09	A5	80	09	80	6A	85	80	B0	F3	A5	80	09	80	85	62
0B80:	A2	FF	86	80	AA	60	A0	64	88	D0	FD	60	20	3C	09	C9
0B90:	FD	D0	F8	20	13	0B	A2	7F	9A	20	44	0E	20	13	0B	E8
0BA0:	D0	FA	20	13	0B	E8	F0	FA	20	13	0B	E8	F0	F4	C9	EF
0BB0:	F0	11	C9	BF	F0	13	C9	DF	F0	06	C9	FD	F0	47	D0	E2
0BC0:	4C	AF	0C	20	54	0E	4C	9C	0B	A2	FF	86	69	86	68	A9
0BD0:	2A	C5	0A	F0	1D	A9	02	C5	0B	D0	02	86	66	A9	0A	C5
0BE0:	0B	F0	09	20	E6	0E	E6	0B	E6	0B	10	F1	20	48	0E	4C
0BF0:	9C	0B	86	66	20	E6	0E	E6	0B	A9	14	C5	0B	D0	F5	20

Tabla 1: Listado hexadecimal del programa que rige el funcionamiento del cronoprocador.

La decodificación de direcciones se ha realizado de una forma muy simple, empleando únicamente dos inversores. El conjunto de la zona de memoria direccionable se ha dividido en tres bloques (IC2, IC3 e IC4). Aunque el microprocesador es capaz de direccionar hasta 64 K de memoria, en nuestro caso no direcciona más que tres bloques de 4 K en direccionamiento múltiple. Esta situación no presenta inconveniente alguno.

Los tres bloques son decodificados a partir de las líneas de direcciones A10 y A11:

A11	A10	
0	0	IC2
0	1	IC4
1	0	
1	1	IC3

El espacio de memoria se presenta ahora como sigue:

*000	*400	*800
⋮	⋮	⋮
⋮	IC2	⋮
⋮	⋮	IC4
⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮
*3FF	*7FF	*FFF

(* = estado irrelevante, «0» ó «1»)

0C00: 44 0E 4C 9C 0B 20 44 0E A9 02 C5 0B F0 25 A5 69
0C10: 85 1A A5 68 85 1B C6 0B C6 0B 20 7C 0E A5 69 C5
0C20: 1A F0 04 B0 5F 90 08 A5 68 C5 1B F0 02 B0 55 E6
0C30: 0B E6 0B A9 02 C5 0A D0 06 A9 08 C5 0B F0 06 20
0C40: 54 0E 4C 08 0C 20 48 0E A5 69 85 5B A5 68 85 5C
0C50: 20 D5 0A C0 08 F0 28 84 1A E8 86 0B 20 AF 0E 98
0C60: C5 1A 90 20 F0 02 B0 11 EA A5 69 C5 5B 90 15 F0
0C70: 02 B0 06 A5 68 C5 5C 90 0B A5 0B C9 13 D0 C9 C6
0C80: 1D 4C 37 08 A9 CD 85 69 A9 DA 85 68 A9 DF 85 67
0C90: A9 FF 85 66 85 0D 20 13 0B C6 0D D0 F9 A9 2A C5
OCA0: 0A F0 06 20 50 0E 4C 9C 0B 20 68 0E 4C 9C 0B A6
OCB0: 69 E8 D0 04 86 69 86 68 A9 80 85 21 A9 2A C5 0A
OCC0: F0 30 A9 02 C5 0B F0 2A 46 21 A9 0C C5 21 D0 04
OCD0: A9 04 85 21 A9 02 C5 21 F0 1B A9 40 C5 21 F0 1C
OCE0: 4A C5 21 F0 30 4A C5 21 F0 25 4A C5 21 F0 23 4C
OCF0: 83 0D 4C 96 0D A9 00 85 21 4C 9C 0B 20 4D 0F A5
OD00: 69 18 69 10 C9 24 90 02 A9 00 85 69 4C FC 0C 4C
OD10: 3C 0D 4C 6E 0D 20 4D 0F E6 69 A9 20 25 69 F0 0C
OD20: A5 69 C9 24 D0 EF A9 20 85 69 10 E9 A5 69 29 0F
OD30: C9 0A D0 E1 A9 F0 25 69 85 69 10 D9 A9 2A C5 0A
OD40: F0 13 20 4D 0F A5 68 18 69 10 C9 60 90 02 A9 00
OD50: 85 68 4C 42 0D A9 18 85 21 20 4D 0F 18 A5 68 F8
OD60: 69 15 D8 C9 60 D0 02 A9 00 85 68 4C 59 0D 20 4D
OD70: 0F E6 68 A5 68 29 0F C9 0A D0 F3 A9 F0 25 68 85
OD80: 68 10 EB 20 4D 0F A2 2A E4 0A D0 04 A2 FF 86 0A
OD90: 20 48 0E 4C 83 0D A9 00 85 21 20 97 0F E8 D0 FA
ODA0: 20 97 0F E8 F0 FA 20 97 0F E8 F0 F4 C9 DF F0 49
ODB0: C9 EF F0 4F C9 FB D0 E8 A9 2A C5 0A F0 4B A9 80
ODC0: 85 0C A9 FF 85 66 46 0C 20 B6 0F E8 D0 FA 20 B6
ODD0: 0F E8 F0 FA 20 B6 0F E8 F0 F4 C9 DF F0 1B C9 EF
ODE0: F0 21 C9 FB F0 0A C9 F7 D0 E4 A5 0C 45 66 85 66
ODF0: A9 01 C5 0C D0 D0 4C 9A 0D 20 E6 0E A9 80 85 21
OE00: 4C C8 0C 20 E6 0E 4C C3 0B A0 01 A6 0B F0 04 CA
OE10: 20 D5 0A B9 EA 0F 85 66 49 FF 85 0C 20 B6 0F E8
OE20: D0 FA 20 B6 0F E8 F0 FA 20 B6 0F E8 F0 F4 C9 FB
OE30: F0 07 C9 F7 D0 EC 4C 96 0D 46 0C A5 0C F0 CA 38
OE40: 66 66 30 D8 A9 FF 85 0A E6 0A A9 03 C5 0A F0 18
OE50: A9 00 85 0B A9 2A C5 0A F0 16 E6 0B E6 0B A9 0A
OE60: C5 0B F0 E4 20 7C 0E 60 A9 2A 85 0A A9 FF 85 0B
OE70: E6 0B A9 14 C5 0B F0 CC 20 AF 0E 60 A9 00 A8 85
OE80: 1D A5 0A 0A 0A 0A 0A AA 05 0B 85 1C B1 1C 85 69
OE90: E6 1C B1 1C 85 68 86 1C A5 0B 6A 6A 90 0D A9 0B
OEA0: 05 1C 85 67 86 1C B1 1C 85 66 60 A9 0A 10 F1 A5
OEB0: 0B AA B5 2A A8 C8 F0 23 29 FC 4A 4A 85 69 B5 2A
OEC0: 29 03 A8 B9 F3 0F 85 68 8A 4A 90 16 A9 0A 09 30
OED0: 85 67 20 D5 0A B9 EA 0F 85 66 60 88 84 69 84 68
OEE0: 30 E6 A9 0B 10 E8 A5 0A C9 2A F0 18 0A 0A 0A 0A
OEF0: 85 1C A0 00 A5 66 91 1C A4 0B A5 69 91 1C C8 A5
OF00: 68 91 1C 60 A0 00 A5 0B AA A5 69 0A 0A 95 2A A5
OF10: 68 F0 0B C8 C9 15 F0 06 C8 C9 30 F0 01 C8 98 15
OF20: 2A 95 2A A0 00 A9 7F C8 38 6A C5 66 D0 F9 8A 4A
OF30: AA B5 3E 90 0E 29 0F 95 3E 98 0A 0A 0A 0A 15 3E
OF40: 95 3E 60 29 F0 95 3E 98 15 3E 95 3E 60 20 81 0F
OF50: E8 D0 FA 20 81 0F E8 F0 FA 20 81 0F E8 F0 F4 C9
OF60: DF F0 09 C9 EF F0 0F C9 FB D0 E8 60 BA E8 E8 9A
OF70: 20 E6 0E 4C C8 0C A9 00 85 21 BA E8 E8 9A 4C 03
OF80: 0E A5 21 85 1A E6 0D E6 0D 10 04 A9 00 85 21 20
OF90: 13 0B A4 1A 84 21 60 E6 0D A9 70 25 0D D0 12 A5
OFA0: 66 49 FF 85 66 20 13 0B A5 66 49 FF 85 66 A5 62
OFB0: 60 20 13 0B D0 F8 E6 0D E6 0D 10 14 A5 66 85 1A
OFC0: A5 0C 45 66 85 66 20 13 0B A5 1A 85 66 A5 62 60
OFD0: 20 13 0B D0 F8 18 90 FE FF FF FF 40 79 24 30 19
OFE0: 12 02 78 00 10 23 7B 06 2F FF FF BF DF EF F7 FB
OFF0: FD FE FF 00 15 30 45 FF FF FF D5 0F 00 08 16 0A

El orden elegido no es ni mucho menos indiferente. La EPROM se encuentra en la zona superior del espacio de memoria, ya que es precisamente en esta zona en la que la unidad central sitúa los vectores de NMI, IRQ y RESET. El circuito de entrada/salida, también denominado RIOT (RAM, I/O, Timer), se encuentra en el otro extremo, en la zona inferior del espacio direccionable por dos razones: la unidad central 6502 dispone de un modo de direccionamiento de «página cero» (que se extiende de la dirección 0000 a la 00FF) cuyo interés es el de que no precisa más que de

dos bytes por instrucción (un byte para el código de operación y otro para el operando), mientras que las mismas instrucciones utilizadas para otras páginas requieren tres bytes. No cabe duda de que esta particularidad presenta una notable economía a nivel de programación. La página 1 (0100...01FF) debe contener la memoria RAM central que se utiliza como «pila» o stack. Para ello, las líneas A8 y A9 no están conectadas a IC2 que ocupa en consecuencia las páginas 0, 1, 2 y 3. Los 128 bytes de memoria RAM de IC2 se reparten en dos zonas: la inferior aparece

en la página cero (000...0069) y sirve de memoria intermedia para los ciclos de conmutación. El resto (016A...017F) se utiliza como pila o «stack». El espacio restante entre la RIOTy la EPROM está ocupado por la memoria tampón IC4.

Montaje y ajuste

Las figuras 2 y 3 muestran el diseño de los circuitos impresos concebidos para realizar el montaje del cronoprocessador de Elektor. Los displays a siete segmentos, la escala de LEDs y las teclas se montan en una de las placas, mientras que la otra está destinada a recibir al procesador en sí y sus componentes periféricos, incluida la alimentación. Los circuitos impresos se han diseñado de tal forma que puedan montarse a modo de «sandwich», con las caras de cobre enfren-tadas. Ambas placas se unirán por medio de los correspondientes separadores. Cabe observar que algunos taladros desti-nados a recibir los tornillos de fijación se han practicado dentro de las pistas de cobre. Esta circunstancia obliga a utilizar separadores de material aislante con objeto de prevenir cualquier riesgo de cortocircui-to. Por lo que respecta a la escala de LEDs que actúa como indicador del día de la semana, contamos con dos posibilidades: una de «lujo» y la otra bastante más modesta. La primera consiste en utilizar un componente especial (ver fotografía), que integra el gru-po de diodos en un único soporte (ref. HP 5082-4670). La segunda posibilidad se concreta en utilizar diodos LEDs conven-cionales. Junto a cada diodo puede indicarse el día de la semana correspondiente por medio de letras transferibles. Existe aún otra posibilidad que consiste en sustituir los 7 diodos LED normales por una red de 10 LEDs, por ejemplo del tipo MV 57164. Naturalmente, en este caso, habrá diodos que no van a ser utiliza-dos. Los dos reguladores de tensión integrados deben estar correctamente refrigerados, aunque sin establecer contacto directo con el radiador metálico (se utilizará una delga-da lámica de mica) para evitar posibles in-convenientes. Si la caja en la que vaya a introducirse el cronoprocessador es metáli-ca, puede utilizarse la propia caja como ra-diador. De optar por esta alternativa, los radiadores pueden fijarse a uno de los pa-neles metálicos de la caja por medio de pasta termoconductora. En cualquier caso, la elección de uno u otro elemento radiador dependerá de que los reguladores integra-dos se monten directamente en el lugar que tienen reservado en el circuito impreso o fuera del mismo. El circuito de alimentación puede separarse del resto (cortando la correspondiente pla-ca por la línea de puntos) y montarse en otra zona de la caja. A la hora de realizar el ensamblaje de los circuitos impresos, habrá que proceder de tal forma que las conexiones PB0...PB6, PA0...PA6 y PB7 estén enfren-tadas (cara a cara). La interconexión de estos puntos de ambas placas de circuito impreso puede re-alizarse ahora de forma muy simple: basta con pasar un hilo conductor a través de ca-da par de taladros homólogos y soldarlos

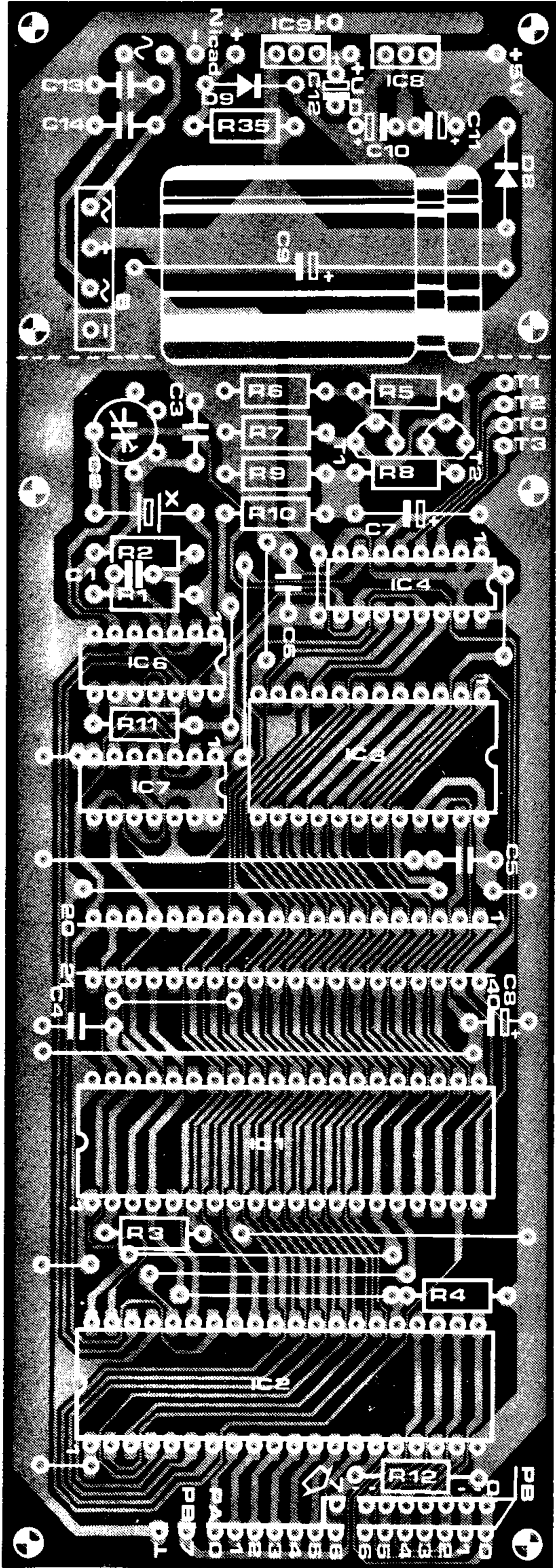
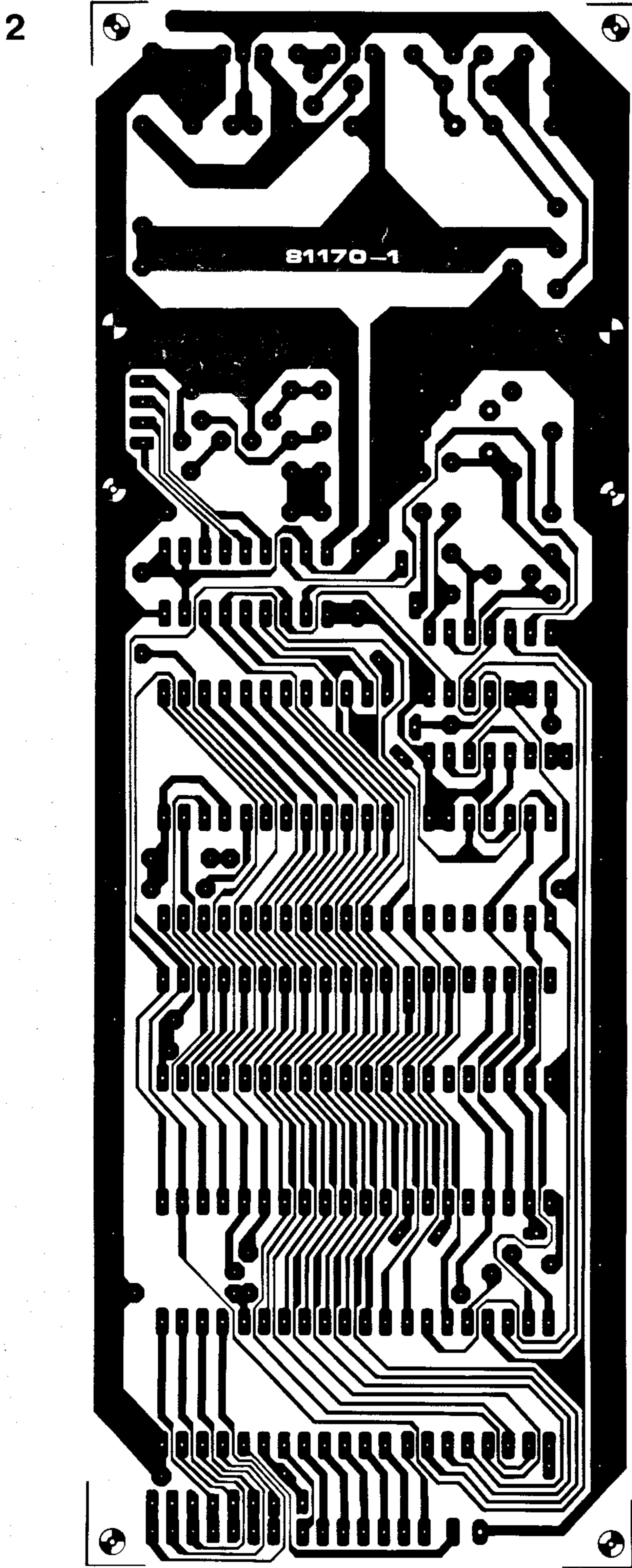


Figura 2. Trazado de las pistas de cobre y serigrafía de la tarjeta de circuito impreso principal del cronoprosesor. La zona de alimentación puede separarse del resto del circuito impreso. En su diseño se ha tenido en cuenta el posible empleo de esta tarjeta como unidad de control básica universal.

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1,R2,R7 = 2k2
- R3,R4,R12 = 3k3
- R5 = 1 k
- R6 = 5k6
- R8 = 56 Ω
- R9 = 560 Ω
- R10 = 470 Ω
- R11 = 15 k
- R13 = 220 Ω
- R14 ... R20 = 12 k
- R21 ... R27 = 10 k
- R28 ... R34 = 10 Ω
- R35 = 120 Ω

Condensadores:

- C1 = 10 n (cer.)
- C2 = 4 ... 40 p trimer
- C3 = 150 p
- C4,C5,C6,C13,C14 = 100 n
- C7 = 47 μ/6.3 V
- C8,C11,C12 = 10 μ/10 V (tant.)
- C9 = 2200 μ/25 V
- C10 = 10 μ/25 V (tant.)

Semiconductores:

- T1,T2 = TUP
- T3 ... T9 = BC 516
- IC1 = 6502
- IC2 = 6532
- IC3 = 2716

- IC4 = 74LS173
- IC5 = ULN 2003
- IC6 = 74LS04
- IC7 = 74LS74
- IC8,IC9 = 7805
- D1 ... D7 = LED rojo (ver texto)
- D8,D9 = 1N4001
- B = puente rectificador B40C1500
- LD1 ... LD6 = DL 7760 (HP 5082-7760)

Varios:

- Tr = transformador 10 V/1,5 A
- S1 ... S7 = teclas digitast
- X = cristal de 4 MHz

3

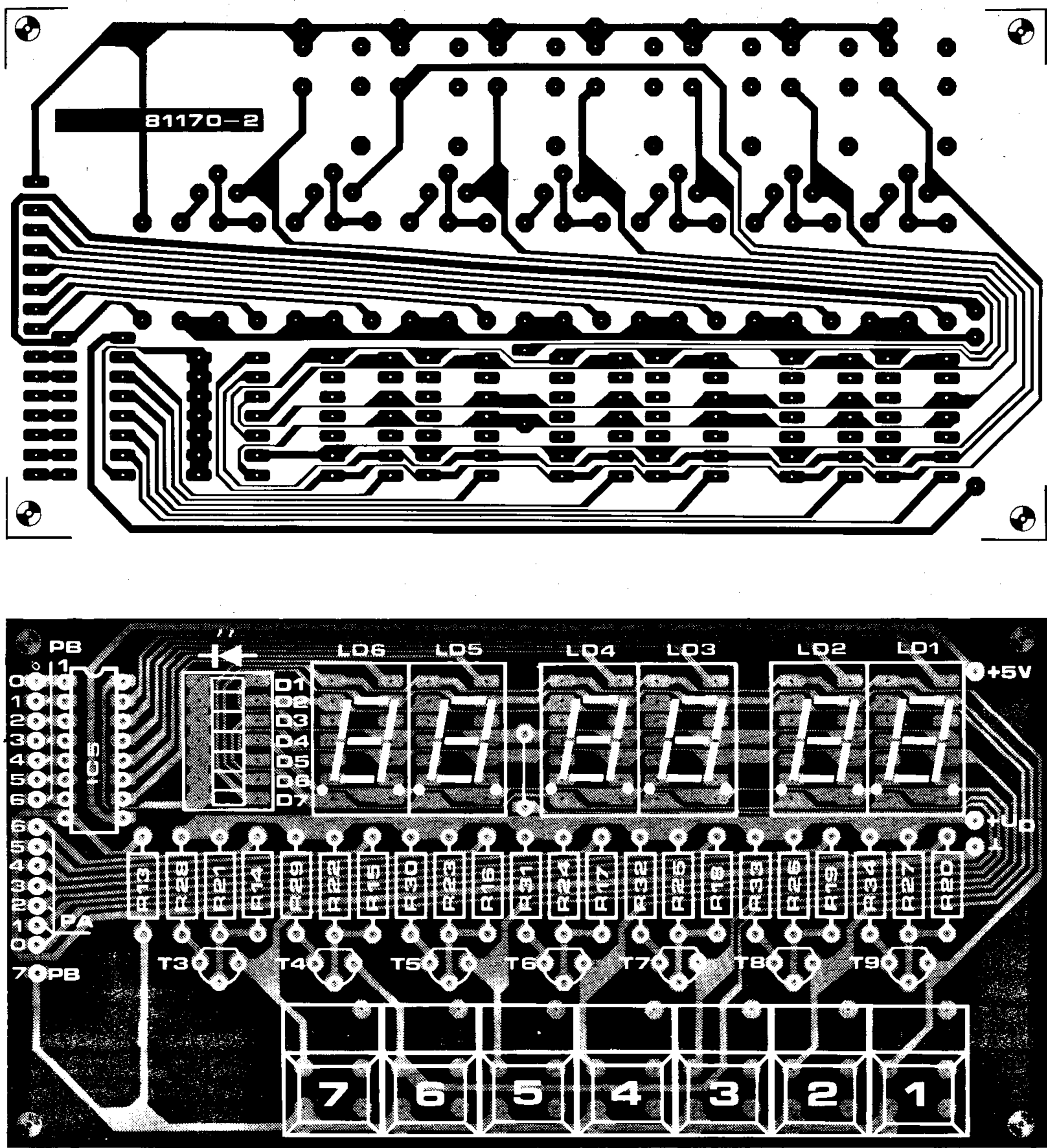


Figura 3. La tarjeta de visualización incorpora los displays de 7 segmentos, los diodos LED, y los pulsadores de acceso al sistema.

en ambas placas. Quedan aún por conectar las tres líneas de alimentación de cada circuito.

Una vez concluido el cableado, ya sólo quedan por colocar los circuitos integrados sobre sus zócalos, dar tensión al conjunto y... aguardar a que el reloj dé signos de vida. Si algo no funciona satisfactoriamente, tendrá que empezar por mantener la calma y dejar de lamentarse por no disponer de un analizador lógico que le ayude a solventar el problema. Existen otros métodos que le permitirán examinar el circuito empleando un osciloscopio y un polímetro.

Para empezar con las tareas de verificación debe retirar todos los circuitos integrados de su zócalo. Los únicos integrados que deben permanecer conectados son los dos reguladores de tensión: IC8 e IC9. Por supuesto, debe retirar también del circuito los acumuladores de NiCad o las pilas de seguridad.

Si la tensión de +5 V que entregan los reguladores es correcta, desconecte la tensión del montaje y coloque en la posición corres-

pondiente los circuitos integrados IC6 e IC7.

Conecte de nuevo la tensión y observe que en la patilla 8 de IC7 está presente una señal de reloj simétrica de 1 MHz. Si no dispone de osciloscopio, puede realizar esta verificación utilizando un polímetro y el circuito auxiliar de la figura 4a. El instrumento de medida debe dar una indicación próxima a los 0 voltios (debido a la simetría de la señal de reloj). Si éste es el caso, podemos deducir que el oscilador funciona. Un buen frecuencímetro permitirá ajustar con precisión la frecuencia del oscilador actuando sobre C2.

La próxima etapa consiste en comprobar que la señal RES está a nivel lógico alto en las patillas 9 y 10 de IC6. Una vez comprobado este punto, es necesario aplicar la palabra binaria «AA» sobre el bus de datos. Para ello puede contar con la colaboración del circuito de la figura 4b. Las cifras que se indican en el citado esquema corresponden a los números de las patillas del conector situado entre los integrados IC1 e IC3.

Si todo es correcto, se descontará la alimentación del circuito para poder introducir en su zócalo al microprocesador 6502 (IC1). Después de dar tensión al montaje una vez más, se comprobará que en la línea A0 (patilla 29 del conector) existe efectivamente una señal de 250 kHz. En la línea A1 se encontrará una señal de 125 kHz, en A2 de 62,5 kHz, y así a continuación, hasta llegar a A15 en la que estará presente una señal de 7,6 Hz. Por otra parte, la señal R/W (patilla 14 del conector) debe estar durante este intervalo a nivel alto. Si una de las condiciones precedentes no se ve satisfecha, habrá que volver de nuevo a verificar que efectivamente es «AA» la palabra binaria que está presente en el bus de datos.

Si no dispone de osciloscopio, el examen de las frecuencias puede realizarlo con la ayuda del circuito de la figura 4c. Este circuito se conectará a las líneas de direcciones por pares: por ejemplo A15 y A14, A14 y A13, A13 y A12, etc. En cada medida, el instrumento debe indicar ó 0 V ó 5 V. Cualquier valor intermedio evidenciará un cortocir-

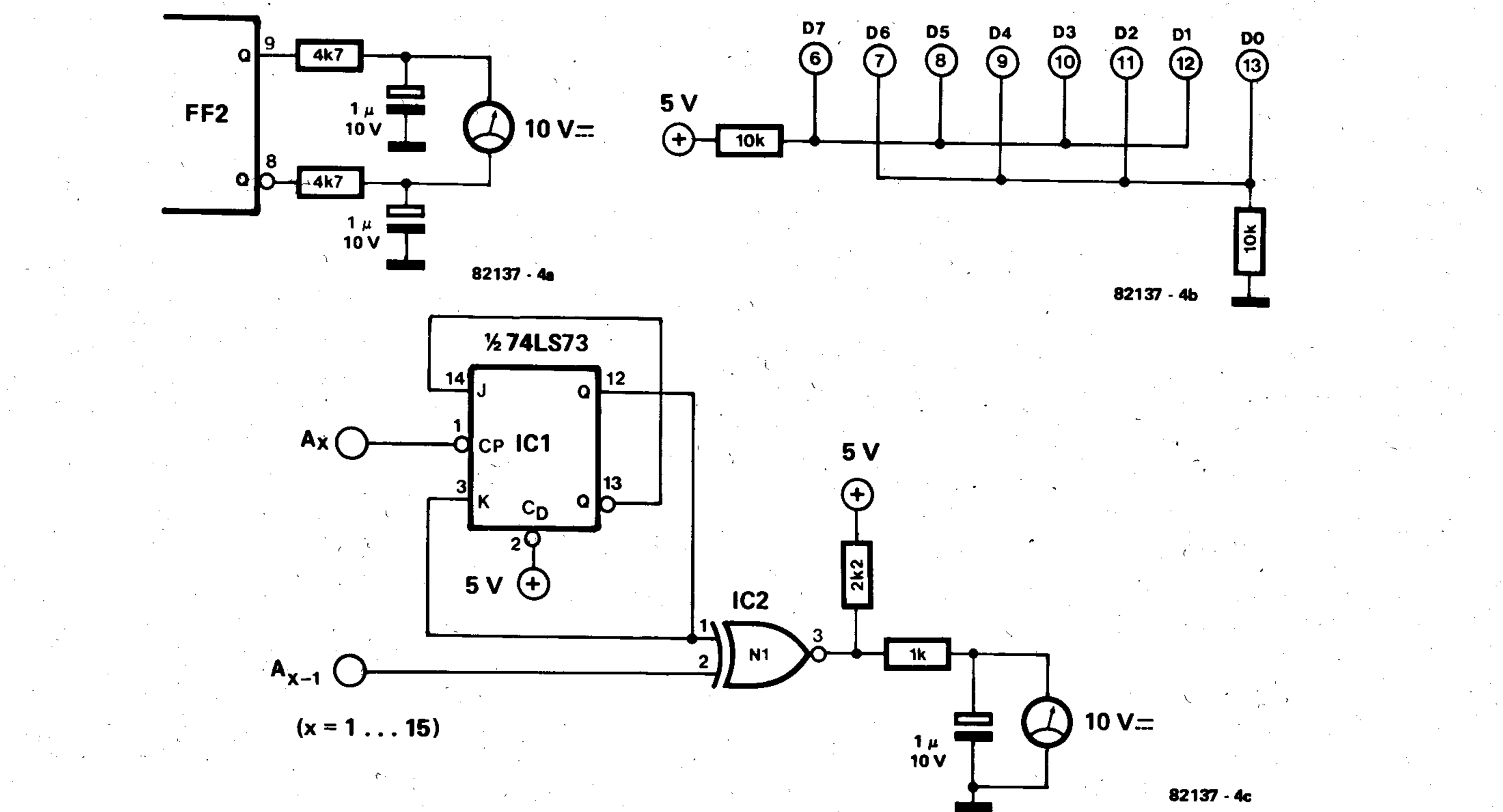


Figura 4. Circuitos auxiliares para la puesta a punto del cronoprocador. Sólo se utilizarán en el caso en el que el usuario no disponga de osciloscopio.

cuito entre las líneas o la interrupción de una línea. Es conveniente empezar con la línea de direccionamiento A15, sobre la que debe encontrarse una señal de 7,6 Hz. La aguja del instrumento oscilará netamente a esta frecuencia si en efecto ésta está presente. A continuación debe comprobar las restantes líneas por pares por medio del circuito auxiliar indicado.

Si todo es correcto, puede suprimir el circuito que aplica la palabra binaria «AA» al bus de datos. Para «curarse en salud» y evitar cualquier riesgo inútil, es conveniente extraer IC1 de su zócalo antes de proceder a cualquier operación de soldadura. Por supuesto no hay ni que advertir que antes de cualquier manipulación debe desconectar la alimentación del circuito.

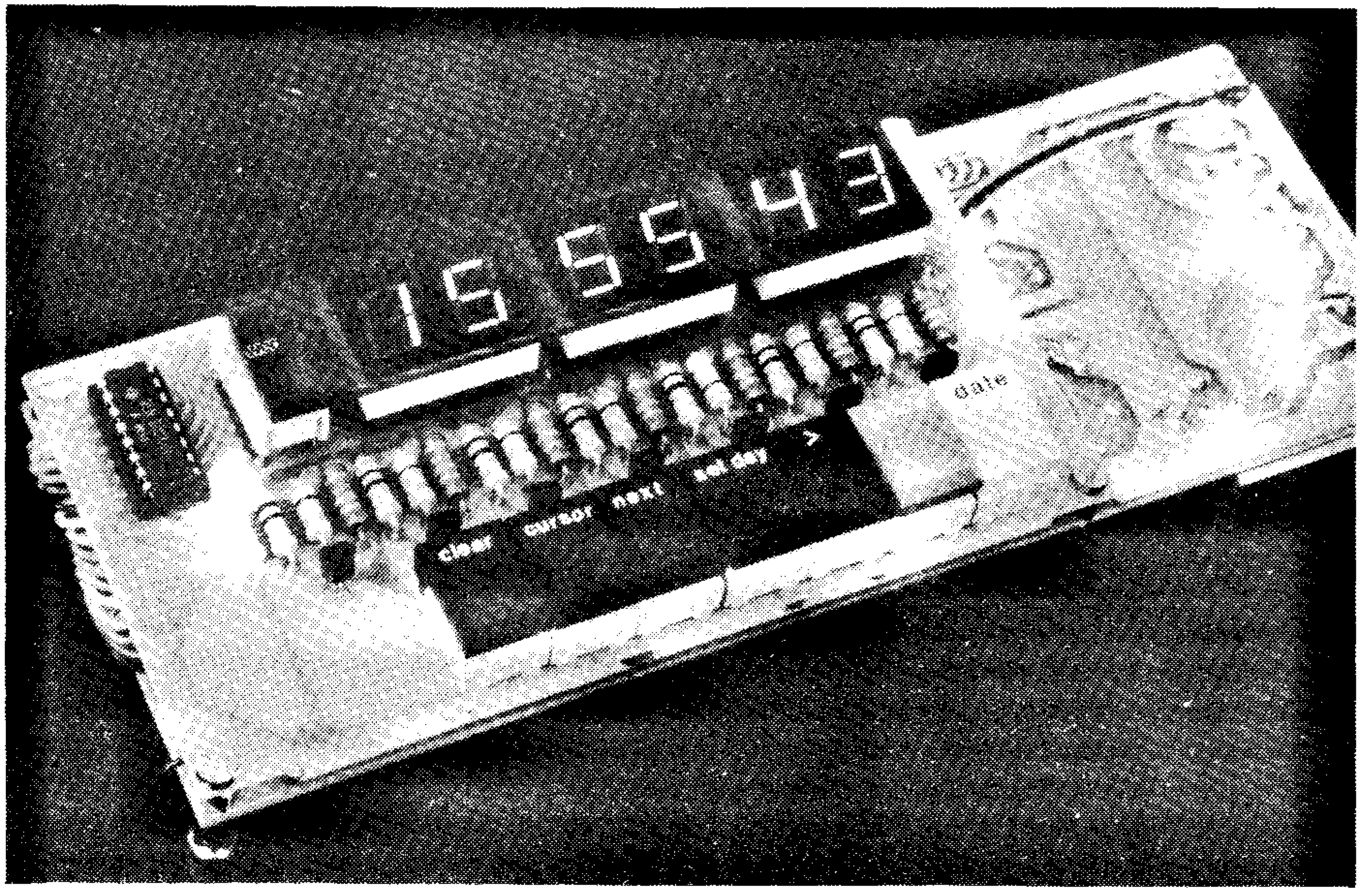
Llegó la hora de colocar en su lugar correspondiente la memoria EPROM (IC3) y de unir los puntos 26 (NMI) y 36 (A7) del conector. Después de dar tensión al circuito, las líneas del bus de direcciones deben presentar la configuración siguiente:

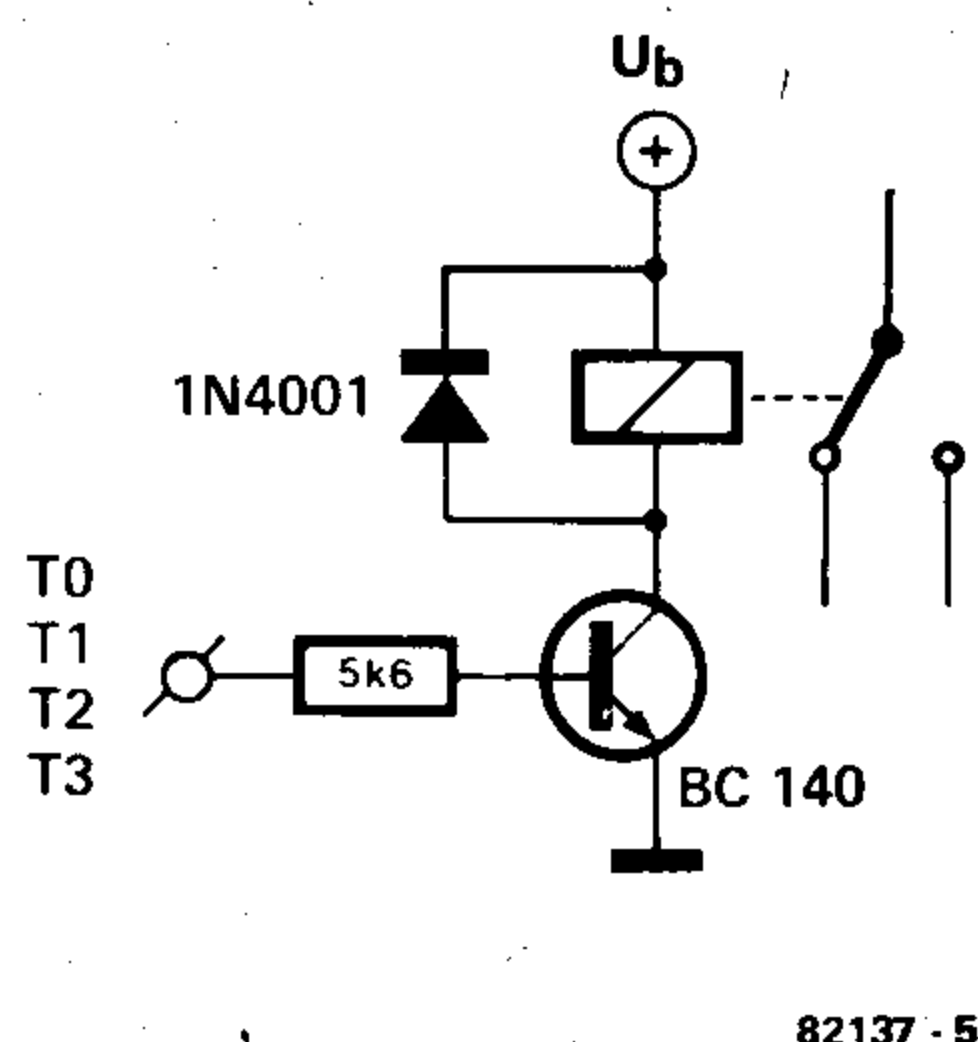
A15	A14	A13	A12	A11	A10	A9	A8
0	0	0	0	1	1	1	1
A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
1	1	0	1	*	*	*	*

(A3...A0 inestables)

Por otra parte, la patilla 20 de IC3 debe estar permanentemente a nivel lógico bajo. Si no se obtiene este resultado es porque N5 «se niega a invertir»... o peor aún, porque la EPROM está mal programada. Si, por el contrario, el resultado de estas indagaciones es positivo, es necesario —¡una vez más!— retirar la conexión de red. Ahora hay que suprimir la unión entre A7 y NMI y colocar los restantes circuitos integrados en su zócalo. Esta vez, el cronoprocador debe empezar a contar desde 00 00 01 desde el preciso instante en el que reciba tensión al circuito.

El ajuste preciso del oscilador a cristal de cuarzo no es ni mucho menos una tarea fácil. Tal como hemos mencionado anteriormente, la frecuencia del oscilador puede ajustarse por medio de C2 y contando con un frecuencímetro de calidad conectado a





82137-5

Figura 5. Circuito adaptador para el control de aparatos alimentados a partir de la tensión de red. Cada una de las salidas de conmutación T0...T3 se conectará a un circuito de interface análogo.

la patilla 8 de IC7. Ciertamente, son muy pocos los aficionados que cuentan con un instrumento semejante en su laboratorio particular, de ahí que sea oportuno presentar otro método alternativo. Cabe observar que este procedimiento puede conducir a resultados correctos, si bien su desarrollo requiere una buena dosis de tiempo.

En primer lugar coloque el condensador variable C2 en su posición central. Conecte un receptor de radio y aguarde a que se reciba la señal horaria (de las 11h 00, 12h 00', etc.). Sincronice el cronoprocador con el sexto «pip» de la señal horaria, presionando en ese preciso instante el botón de arranque. Deje ahora que el reloj evolucione «a su ritmo» y, al cabo de varias horas, compare la lectura con una nueva señal horaria. Según que el funcionamiento del cronoprocador se adelante o atrase respecto a la señal horaria, debe modificar en consecuencia el posicionamiento de C2. Repitiendo varias veces este proceso puede llegar al ajuste preciso de la frecuencia del oscilador.

Programación del cronoprocador

Entre la entrada y masa está presente el pulsador S_A cuyo cometido no es otro que arrancar la rutina de entrada de tiempos. El método de operación es el siguiente. Después de dar tensión al circuito, el reloj empieza a contar a partir de 00 00 01. Esta secuencia se detiene presionando el pulsador S_A . En este preciso instante, los LEDs indicadores de «día de la semana» empezarán a parpadear. El día de la semana que se desee programar puede seleccionarse con el pulsador «>» (S3). A continuación, se actúa sobre el pulsador CURSOR (S6) y se observará que el display de «decena de horas» entra en estado intermitente. Las cifras de decenas de horas puede seleccionarse presionando la tecla «>» las veces que sea necesario. Las unidades de horas, minutos y segundos, pueden programarse a continuación de forma semejante.

Después de programadas las unidades de segundos y pulsada de nuevo la tecla CURSOR, aparecerá la fecha en el visualizador. Para la introducción de los datos se sigue el mismo procedimiento, empezando por el día y terminando por el año (en otras palabras, de izquierda a derecha). Debe prestar atención a no programar una fecha «imposible». Después de programar el año, accione de nuevo la tecla CURSOR. Ahora, la fecha reaparecerá de nuevo en el visualizador y ninguno de los LEDs quedará parpadeante. Pulse ahora la tecla MODE (S2) y el reloj se activará transcurrido un segundo. De ser necesario, puede corregir la información horaria o la fecha actuando sobre S_A .

Como ya podrá imaginar, la manipulación de los ciclos de conmutación es algo más compleja. Antes de abordar el modo de empleo o programación, vamos a resumir las posibilidades de nuestro cronoprocador. Las cuatro salidas permiten la conexión/desconexión de diversos aparatos eléctricos, a través de relés mecánicos o de componentes electrónicos de potencia.

Las salidas T0...T2 pueden ser programadas con cuatro ciclos sobre 24 horas. El día de la semana durante el que estos ciclos deben desarrollarse es también programable. Cada día, a las 00.00 horas, las salidas T0...T2 son inicializadas automáticamente. Cada ciclo debe durar al menos 1 minuto.

La salida T3 puede ser programada con diez ciclos que se extiendan durante una semana entera; en este caso, la duración mínima de cada ciclo es de un cuarto de hora. El lunes a las 00.00 horas de la mañana la salida T3 es inicializada automáticamente.

Veamos cuáles son las funciones atribuidas a las teclas de programación:

- S1, DATE (Fecha): ésta no es una tecla de programación, ya que su función consiste simplemente en visualizar la fecha.
- S2, MODE (Modo): esta tecla permite conmutar la visualización del modo «horario» al modo «cronoprocador».
- S3, «>»: esta tecla permite incrementar en una unidad el número visualizado (concretamente, la cifra del display que parpadea en ese preciso instante).
- S4, SET DAY (Posicionam. día): Por medio de esta tecla se efectúa la programación del día de la semana.
- S5, NEXT (Siguiete): con esta tecla se hacen aparecer en el visualizador las coordenadas del próximo ciclo de conmutación.
- S6, CURSOR: esta tecla permite desplazar el cursor de izquierda a derecha sobre el visualizador (atención: el visualizador de siete segmentos situado más a la derecha indica si los datos visualizados corresponden a una hora de conexión o de desconexión). El display a siete segmentos sobre el que se encuentra el cursor empieza a parpadear indicando que su contenido puede ser modificado por medio de la tecla «>».
- S7, CLEAR (Borrado): ésta es la tecla que permite borrar en su totalidad o en parte los ciclos de conmutación. El procedimiento de inicialización empieza a partir de los datos visualizados y afecta a todos los que le siguen.

El display situado más a la derecha indica si los datos visualizados corresponden a una configuración horaria de activación o de

desconexión de una de las salidas para el control de aparatos externos: «1» significa «hora de activación» o conexión, mientras que «0» es el indicativo de «desconexión». El display de siete segmentos colocado a la izquierda de este último indica el número de la salida de conmutación que estamos programando: 0, 1, 2 ó 3. Las dos últimas páginas del presente artículo ilustran con todo detalle un ejemplo completo de programación, con todos los comentarios oportunos.

Al pasar de modo «programación» a modo «horario» (reloj) por medio de la tecla MODE, el estado de las salidas T0...T3 se verá alterado en función de los ciclos de conmutación programados un segundo después de producirse el regreso al modo «horario». En el transcurso de la programación de los ciclos de conmutación, el estado de las salidas no se verá alterado en absoluto.

Nos queda aún por aludir a uno de los sistemas de seguridad que incorpora nuestro cronoprocador: si se programa una hora de fin de ciclo de conmutación que precede a la hora de activación del citado ciclo, en el instante de accionar la tecla MODE para pasar a modo horario, aparecerá en el visualizador el mensaje «Error». El paso a modo horario sólo será permitido por el cronoprocador en el instante en el que se haya corregido el error en cuestión.

Control de la tensión de red a través de las salidas de conmutación

Los lectores que deseen controlar aparatos alimentados a partir de la red eléctrica, por medio de las salidas de conmutación, deben recurrir a un circuito de adaptación o «interface». Cada una de las cuatro salidas T0...T3 debe estar asociada a un circuito adaptador semejante al de la figura 5. La salida T en cuestión controla a un transistor a través de la correspondiente resistencia de base. A su vez, este transistor gobierna la activación de un relé, cuyos contactos de utilización controlarán a su vez la conexión y desconexión del dispositivo externo. Para el transistor que aparece en la figura, la corriente del relé no excederá de 100 mA. Si se utiliza un relé de 12 V, éste podrá conectarse directamente, en paralelo con C9. Este método garantiza el aislamiento eléctrico del circuito cronoprocador respecto a la tensión de red. Por supuesto, en lugar de un relé mecánico, puede utilizarse cualquier tipo equivalente de relé de estado sólido.

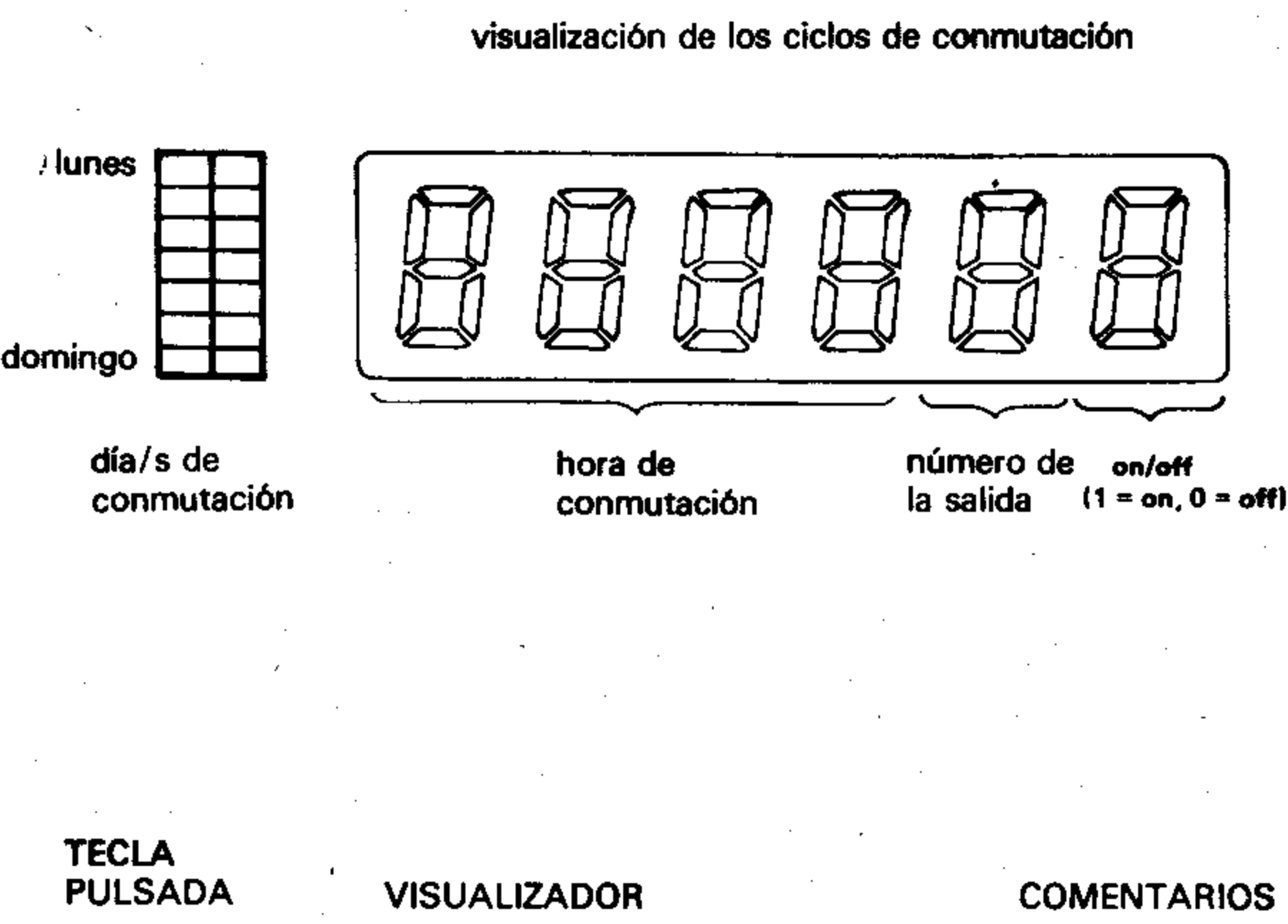
No cabe duda de que la asimilación correcta del funcionamiento del circuito conjunto no está al alcance del aficionado que no haya establecido un contacto previo con los dispositivos microprocesadores. El «cerebro» del cronoprocador es una verdadera unidad central de proceso concebida para el tratamiento de información binaria. Todo aquél que quiera ampliar sus conocimientos acerca del funcionamiento del sistema cronoprocador, puede recurrir a la literatura publicada por Elektor acerca del Junior Computer, cuya unidad central de proceso es precisamente un microprocesador de 8 bits del tipo 6502, idéntico al que se utiliza en el cronoprocador.

Ejemplo de programación:

Condiciones:

- salida T0: lunes y viernes
- activación a las 8h 30'
- desconexión a las 9h 02'
- salida T1: siempre a nivel bajo («0»)
- salida T2: siempre a nivel bajo («0»)
- salida T3: domingo, activación a las 20h 00'
- martes, desconexión a las 8h 00'
- miércoles, activación a las 10h 00'
- jueves, desconexión a las 00h 45'

-  LED apagado
-  LED encendido
-  LED parpadeante
-  display parpadeante
-  display encendido



MODE

selección

CURSOR

LEDs día intermitentes, aguardan su programación

>

LED «lunes» intermitente

SET DAY

«lunes» programado

> (3 veces)

LED «viernes» intermitente

SET DAY

«viernes» programado

CURSOR (2 veces)

unidad de horas intermitente, aguarda programación

> (8 veces)

unidad de horas programada para el primer ciclo

CURSOR

decenas de minutos intermitente, aguarda programación

> (3 veces)

decenas de minutos programados para el primer ciclo

NEXT

programación del ciclo siguiente (selección tiempo desconexión)

(2 veces)

unidad de horas parpadeante, aguarda programación. Los leds de días permanecen estables, ya han sido programados

> (9 veces)

programación de horas

CURSOR (2 veces)

unidades de minutos intermitente, aguarda programación

> (2 veces)

unidad de minutos programada (desconex. de T0)

NEXT

programación del próximo ciclo

CLEAR

borrado de los restantes ciclos para T0...T1, aguarda programación

CLEAR

borrado de T1: aparece T2 en el visualizador

CLEAR

borrado de T2, aparece T3 en el visualizador

CURSOR

LEDs días intermitentes, aguardan programación

>

LED «lunes» parpadea

SET DAY

«lunes programado. Como T3 es siempre inicializado en la noche del domingo al lunes, la primera hora de programación debe ser lunes a las 00,00h.

NEXT

programación de la próxima hora de desconexión

CURSOR

LEDs días intermitentes, aguardan programación

> (2 veces)

LED «martes» intermitente

SET DAY

«martes» programado

CURSOR (2 veces)

unidad de horas, intermitente

> (8 veces)

unidad de horas programada

NEXT

programación de la próxima hora de activación

CURSOR

LEDs días intermitentes, aguardan programación

> (2 veces)

después de accionada la tecla por primera vez, parpadeará el LED «martes». La hora de conmutación a programar debe ser para el martes, o más tarde

SET DAY

«miércoles» programado

CURSOR

decenas de horas intermitentes, aguardan programación

>

decenas de horas programadas

NEXT

programación del ciclo siguiente

CURSOR

LEDs días intermitentes, aguardan programación

> (2 veces)

LED «jueves» intermitente

SET DAY

«jueves» programado

CURSOR (3 veces)

parpadean ambos displays de minutos ya que T3 se programa en saltos de 15 minutos. (Para las 3 primeras líneas — T0...T3— la programación puede ajustarse a saltos de 1 minuto)

> (3 veces)

cada vez que se acciona esta tecla, la visualización se incrementa en 15 minutos

NEXT

programación de la próxima hora de activación

CURSOR

LEDs días intermitentes, aguardan programación

> (4 veces)

LED «domingo» intermitente

SET DAY

«domingo» programado

CURSOR

decenas de horas intermitentes

> (2 veces)

decenas de horas programadas

NEXT

programación de la próxima hora de conmutación

CLEAR

borrado de las restantes horas de conmutación para T3

NEXT

accionando repetidas veces esta tecla pueden recorrerse todos los ciclos ya programados

CURSOR (5 veces)

cuando el cursor está situado en el penúltimo display, puede pasarse de una salida a la siguiente

> (3 veces)

cada vez que se acciona esta tecla, aparecen los ciclos de cada salida, continuar con NEXT

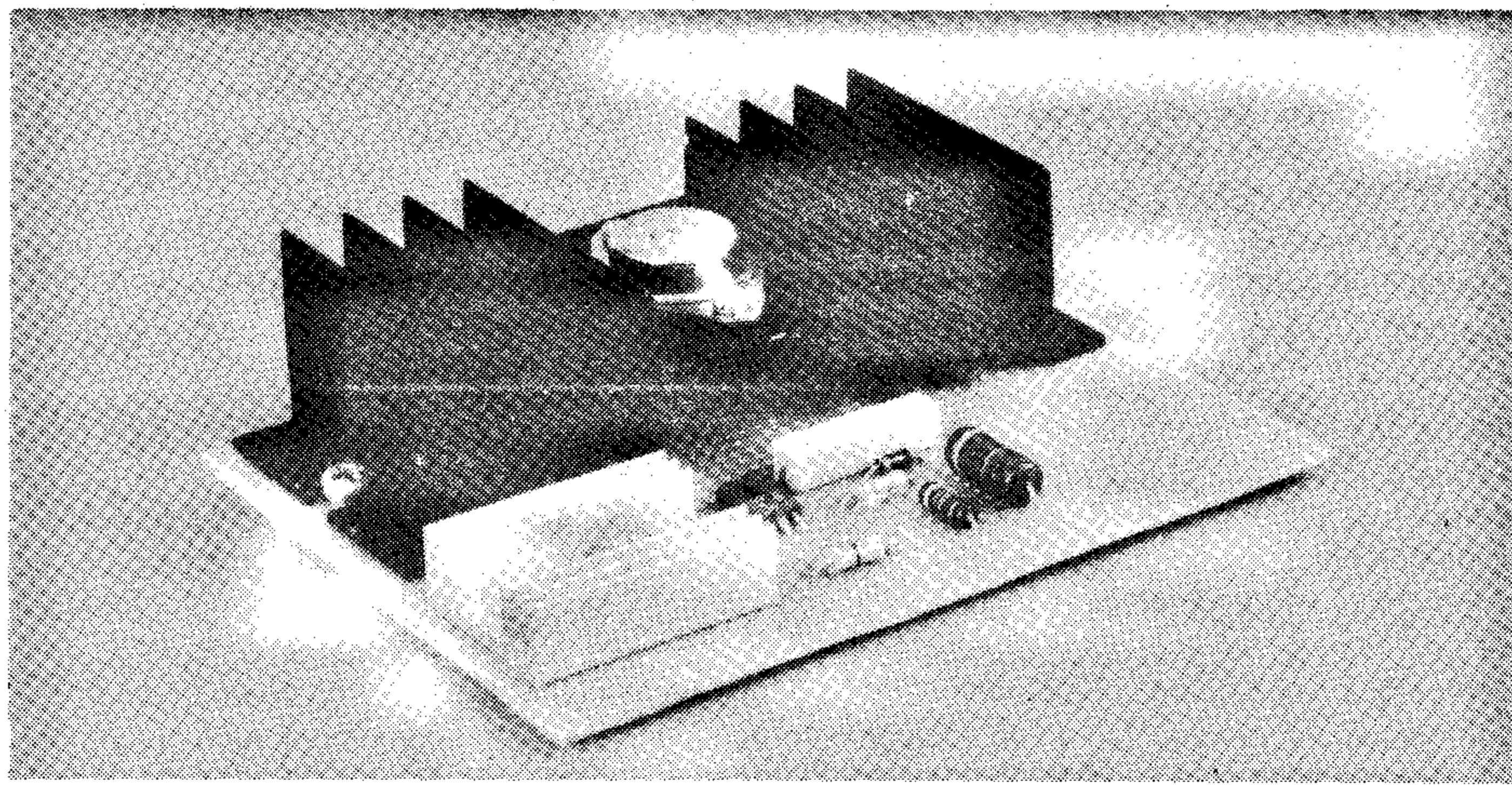
CURSOR

el cursor debe salir del visualizador para que pueda retornarse el modo horario con la tecla MODE

MODE

visualización de la hora

El aficionado puede preguntarse a priori si es conveniente introducir este circuito sumador y si éste garantiza realmente la seguridad que se pretende conseguir ¿Es la solución idónea para nuestro problema? Podría elegirse la alternativa de incrementar el número de transistores finales, sabiendo que esta incorporación permite al montaje admitir una potencia más importante tal y como vamos a comprobar dentro de este mismo artículo.



El montaje que hemos elegido pone en juego una solución de compromiso, ya que no utiliza un multiplicador sino una simple etapa de adición. Cuando la suma de la corriente y tensión excede de un valor máximo, se ve reducida la conducción del transistor final. Este procedimiento permite lograr una seguridad sustancial: los valores de corriente y de tensión que pueden obtenerse son inferiores a los que corresponderían al transistor desprovisto de sistema de protección. Para clarificar es-

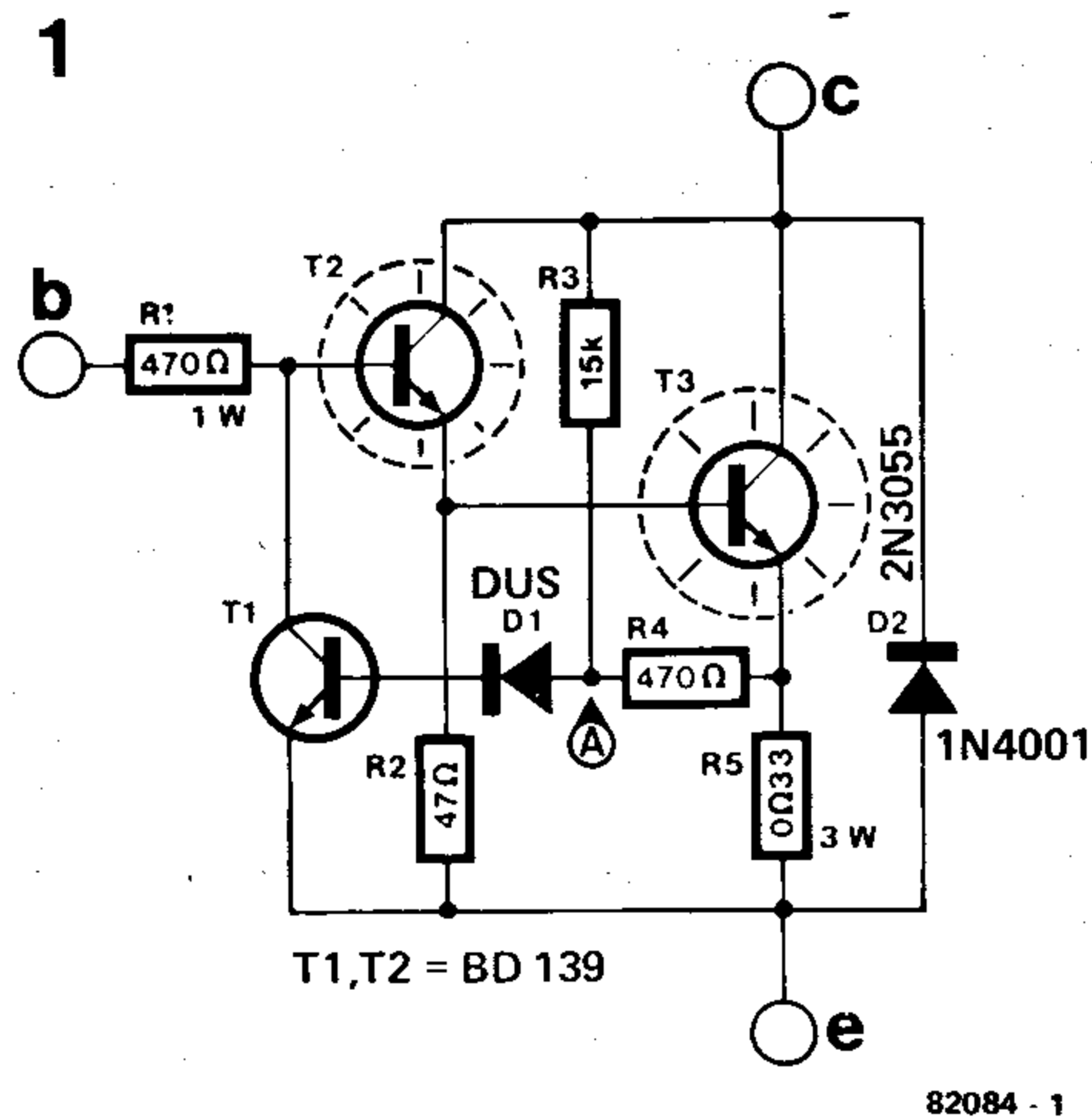


Figura 1. Esquema de un 2N3055 «protegido». En estas condiciones, la corriente y la potencia en el transistor permanecen dentro de unos límites establecidos. Las resistencias R3 y R5 permiten determinar los valores máximos de la corriente y de la disipación.

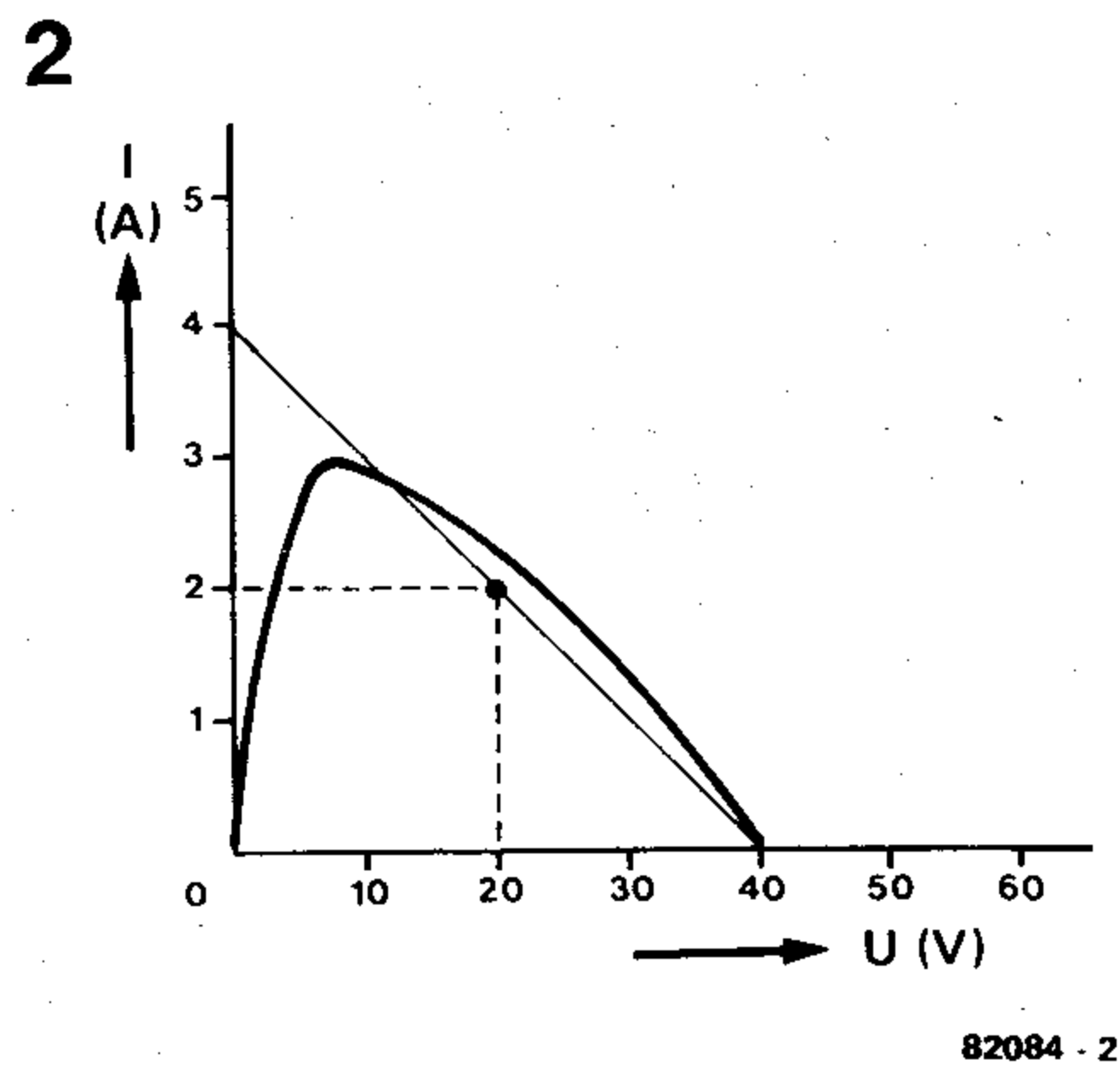


Figura 2. La línea de trazo grueso que aparece en el gráfico corresponde a la curva característica corriente/tensión real del transistor final protegido. La línea de trazo fino delimita el límite de los 40 W. Cabe señalar que en la práctica es imposible alcanzar el valor teórico de 4 A, dadas las pérdidas de tensión del propio montaje y la existencia de la tensión de saturación del 2N3055.

No hay que perder la vista que las características dinámicas de un 2N3055 «protegido» se ven totalmente alteradas. De ahí que, por ejemplo, intentar «proteger» los transistores finales de nuestro amplificador Hi-Fi no sea precisamente una idea genial.

El esquema

Analicemos el circuito de la figura 1. Si intentamos «proteger» a un 2N3055 frente a cualquier posible calamidad, nos vemos en la necesidad de añadir dos transistores. En efecto, el transistor T2 no sirve para tareas de protección, su presencia obedece a permitir que la corriente de base que existe en el punto «b» sea 50 veces inferior. Esta situación resulta muy interesante, ya que una corriente de base inferior permite una simplificación del control.

La corriente que atraviesa al 2N3055 provoca una caída de tensión en R5. Cuando esta tensión se sitúa en un valor próximo a 1,2 V, D1 y T1 pasan a estado conductor y se establece la circulación de la corriente de base de T1. En consecuencia, la corriente que atraviesa al 2N3055 no puede incrementar su valor.

A lo largo de nuestro razonamiento, no hemos aludido a la función que realizan las resistencias R3 y R4. Estas dos resistencias están montadas como divisor de tensión cuya misión es la de disminuir la tensión aplicada al 2N3055. Cuando la tensión en el punto A es igual a 1,2 V, T1 entra en acción, impidiendo que T3 se haga más conductor, lo que evitará que su disipación máxima sea excedida. Así pues, observamos que al aumentar la corriente o la tensión, el 2N3055 se lleva a una situación de reposo. Entre ambos casos límites, la tensión presente en el punto A (medida respecto a «e») está determinada por la suma de la tensión en los extremos de R5 (engendrada por la corriente) y la tensión proporcionada por el divisor (engendrada por la corriente en bornas de R4). Cuando esta suma supera los 1,2 V, la limitación entra en funcionamiento. Tal como hemos indicado anteriormente, cuando la tensión alcanza un valor demasiado elevado (dependiente de R3 y R4), el transistor deja de funcionar: se bloquea. La tensión no debe situarse por encima de los 60 V so pena de que «fenezca» el transistor.

Elección de R3 y R5

Estas dos resistencias permiten establecer hasta qué corriente y qué tensión el funcionamiento del 2N3055 será normal. Afortunadamente, la tarea de determinar el valor de estas dos resistencias no resulta en modo alguno difícil.

La figura 3 (ver también el apartado «características de un transistor») muestra la curva de 117 W, así como la de 40 W. En la mayor parte de los casos, este último valor constituye una aceptable referencia. Aunque la potencia elegida difiera de la considerada en estos ejemplos, resulta relativamente fácil trazarla sin más que realizar algunos cálculos. Utilizando una regla trace una tangente a la curva, tangente que interceptará a los ejes coordenados en dos pun-

tos: «V» con la abscisa y «A» con la ordenada. Basta con hacer pivotar la regla adoptando como eje de giro el punto de intersección con la curva, para elegir una corriente más o menos elevada (y, en consecuencia, una tensión más o menos débil) ¡Cuidado con superar la curva de los 40 W! En la figura 2 hemos adoptado como ejemplo la línea de 40V/4 A. La elección de este valor de corriente nos permite el cálculo inmediato del valor de R5: $R5 = 1,2 / I$ (V/A) = Ohmios). El valor de R3 se deter-

mina a partir del valor de la tensión: $R3 = R4 (V - 1,2) / 1,2$ (Ohmios). El 2N3055 es capaz de soportar cualquier combinación de tensión y corriente situada por debajo de esta línea. No hay que perder de vista el hecho de que una tensión reducida, por ejemplo de 1 V, no permite el paso de una corriente importante (observe el trazado de la curva). En definitiva, son necesarios algunos voltios ya que hay que superar la tensión de saturación del 2N3055.

características de un transistor

Para hablar de la protección de un 2N3055, es conveniente empezar definiendo los problemas que surgen al utilizar un transistor semejante: ¿Por qué puede llegar a destruirse?

La respuesta puede ser muy breve; hay dos posibles razones: una tensión demasiado elevada o una temperatura excesiva. Es fácil imaginar que una tensión demasiado elevada va a tener fatales consecuencias por lo que respecta a la supervivencia del componente.

Algo análogo ocurre al considerar la segunda causa. Es posible que el semiconductor alcance una temperatura tal que incluso llegue a fundirse. Idéntico fenómeno es constatable en las conexiones cuando se ven atravesadas por una excesiva corriente. En este último caso nos encontraremos con un transistor «intacto» en su estructura interna aunque desconectado del mundo exterior. En ninguno de ambos casos será capaz de funcionar.

La mayor parte de las veces, el transistor se destruye debido a que la disipación (potencia transformada en calor) es tal que la estructura interna del elemento semiconductor es dañada de forma irreversible. La

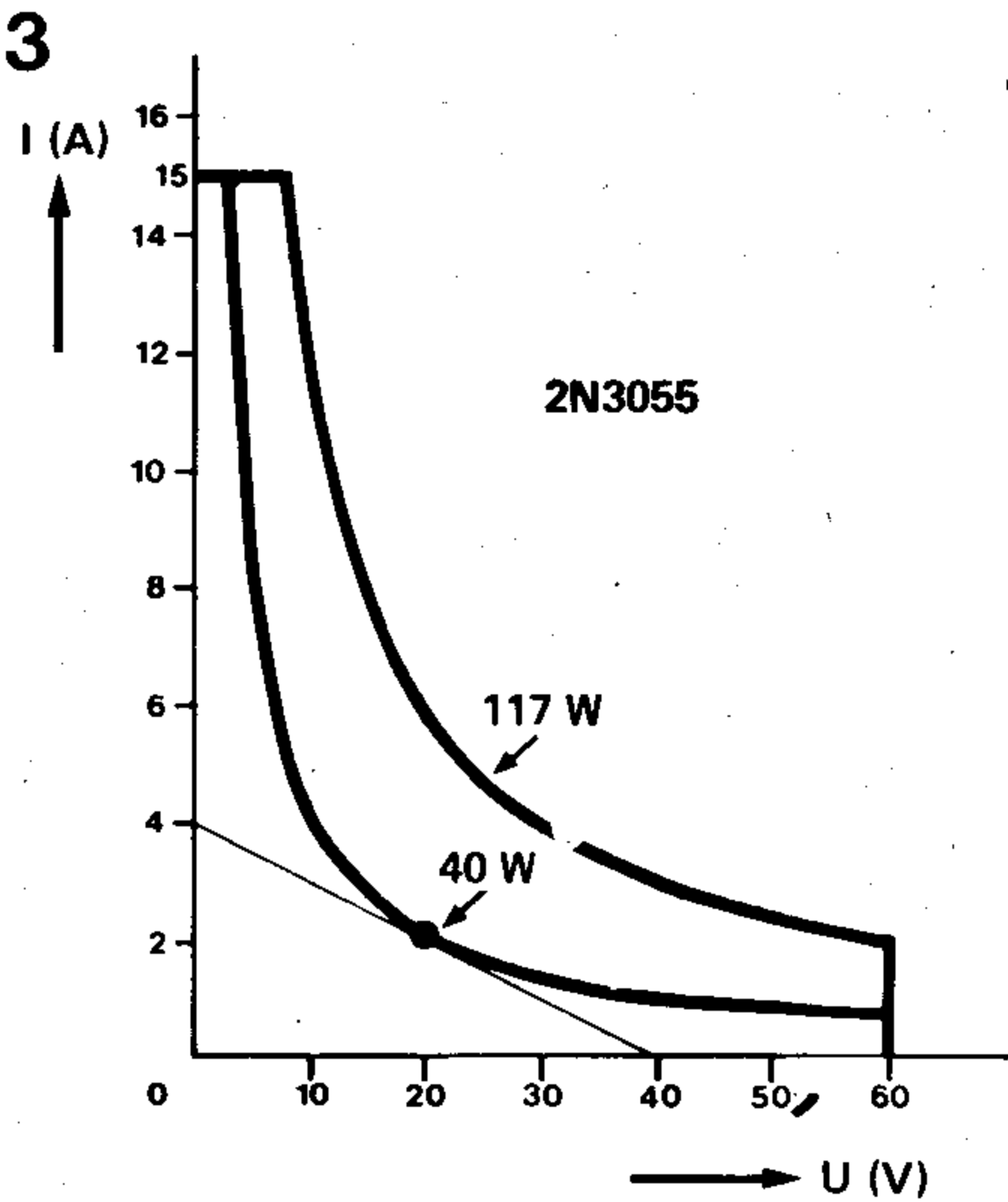
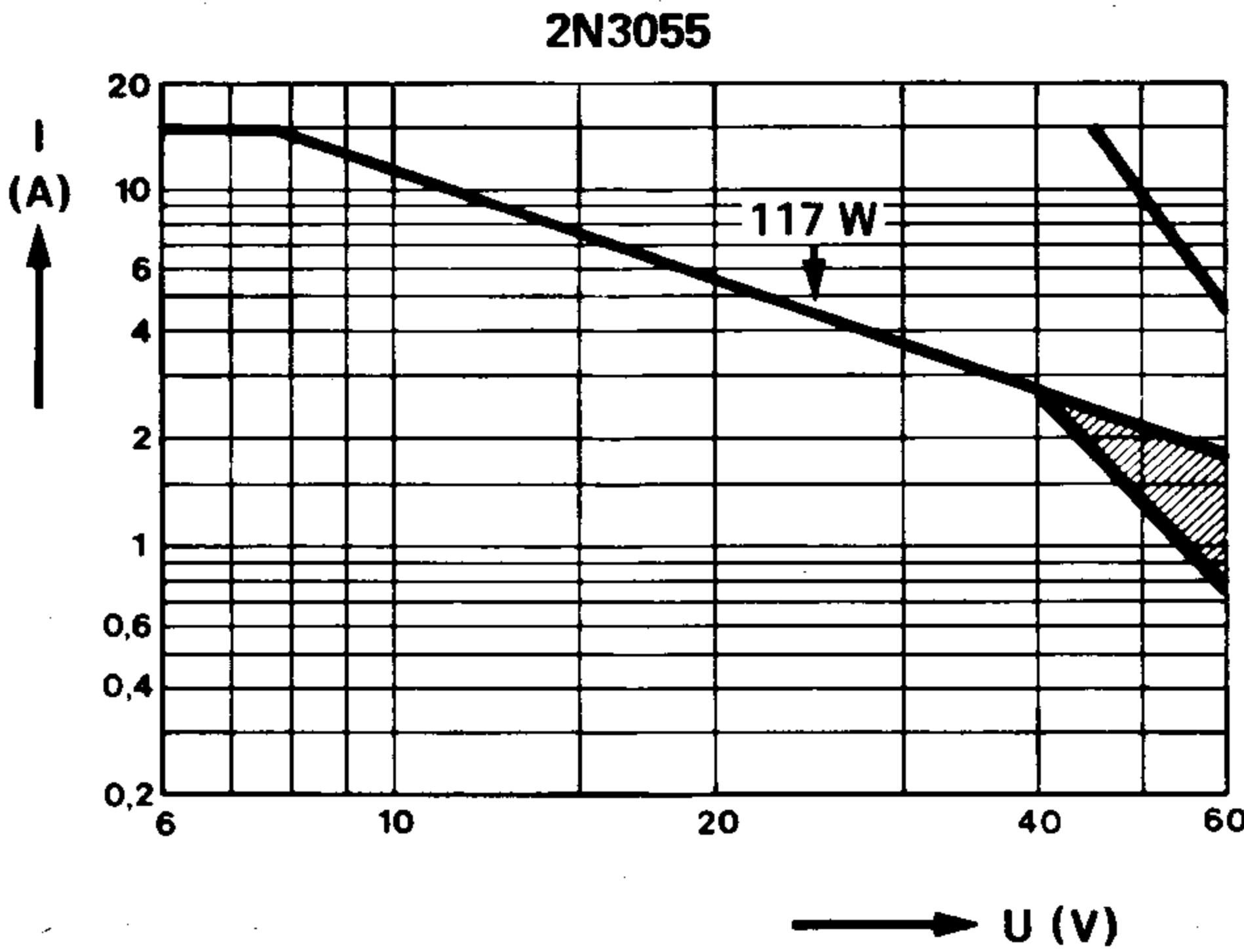


Figura 3. El gráfico muestra la curva correspondiente a la disipación límite teórica del 2N3055 (117 W) y la curva más realista representativa de la disipación de los 40 W. La línea de trazo fino delimita el margen en el que permanece la potencia disipada cuando interviene el montaje de protección.

4



82084 - 4

Figura 4. Este gráfico coincide con el que aparece en la figura 3. La diferencia formal entre ambos radica en que este último refleja los valores de V e I en forma logarítmica. El sector sombreado, aún quedando dentro de la zona teóricamente autorizada, corresponde a las condiciones en las que se manifiesta el fenómeno de «hundimiento secundario», fenómeno que se traduce en la destrucción del transistor. A la derecha del gráfico aparece una línea indicadora de una potencia netamente más elevada; el 2N3055 sólo puede soportar esta potencia durante un ligerísimo intervalo de tiempo.

disipación de un transistor se obtiene a través de un cálculo muy simple. En las hojas de características que acompañan al transistor, el fabricante da los valores máximos admisibles. A menudo, estos valores máximos son teóricos y corresponden a la disipación máxima que cabría esperar si la refrigeración fuera correcta e ininterrumpida.

Las hojas de características del 2N3055 dan una disipación máxima de 117 W, valor que es preferible no alcanzar en la realidad so pena de llevarnos una desagradable sorpresa. La figura 3 muestra la curva característica correspondiente a 117 W. Por encima de esta curva, «esta garantizada la destrucción del transistor». Para potencias inferiores, su supervivencia depende de la calidad de la refrigeración. Las curvas características dadas por el fabricante poseen, a menudo, un aspecto distinto; la figura 4 ilustra precisamente una de estas curvas. Los dos ejes coordinados están graduados

de forma logarítmica con el fin de transformar la curva en una línea recta. En el interior de la zona definida por la línea de 117 W, existe un sector prohibido (sombreado en el gráfico de la figura 4). En las condiciones que corresponden a esta zona, el transistor será rápidamente destruido por un fenómeno de «hundimiento secundario» (second breakdown). El origen de este fenómeno cabe encontrarlo en los «puntos calientes» (hot spots) que repercuten en la puesta en órbita del transistor y su consiguiente jubilación en el celestial valle del silicio. En el material que constituye el sustrato del transistor existe una cierta dispersión, circunstancia que se traduce en una distribución no uniforme de la temperatura a lo largo del sustrato. Dado que el semiconductor que constituye el transistor tiene un coeficiente de temperatura negativo, los «puntos calientes» serán más conductores que el resto del sustrato. Resultado: la corriente será más importante en los

puntos calientes. Esta situación se traduce en el efecto denominado «bola de nieve»: los puntos calientes se hacen cada vez más y más calientes, hasta que se rebasa la temperatura crítica de 200°C y la vida del transistor se extingue. Los efectos a los que nos hemos referido suponen un funcionamiento continuo. Dado que es necesario que transcurra un determinado intervalo de tiempo para que el semiconductor se caliente, resulta obvio que durante un corto instante será posible superar el límite de los 117 W. En la figura 4 se observa una última línea superior; una carga correspondiente a los valores de esta curva no debe prolongarse durante más de 50 μs (¡50 millonésimas de segundo!). La línea en cuestión corresponde a una disipación comprendida entre 300 y 700 W. El transistor no es destruido por una potencia semejante salvo en el caso de que se vea sometido, a menudo o de forma continua, a estas condiciones.

refrigeración

Es importante saber cuál es la potencia que puede soportar un transistor. Una potencia de 117 W excede realmente de la capacidad de un 2N3055... ¿Cuál es entonces el valor real?

Tal como ya hemos mencionado, el calor se apodera del material semiconductor situado en el interior de la cápsula del transistor. Para evacuar esta energía es preciso vencer un determinado número de resistencias (resistencia térmica expresada en °C de elevación de temperatura por vatio de potencia disipada). Las hojas de características del 2N3055 indican que esta resistencia es de 1,5°C/W, calculada desde la pastilla de semiconductor hacia el exterior de la cápsula del transistor.

A menudo, suele interponerse una delgada lámina de mica entre el radiador y el transistor; esta hoja de mica incrementa la resistencia térmica al menos en 1°C/W, con la condición de haber utilizado una pasta de silicona termoconductora.

El radiador no es de por sí un refrigerador de capacidad ilimitada, tal como muestra elocuentemente la figura 6. Cuando se utili-

za un radiador de calidad (por ejemplo, del tipo SK 53) y su montaje es cuidadoso, la suma de las resistencias térmicas de los diversos componentes se sitúa en unos 3°C/W (1,5 + 1 + 0,5).

Si la temperatura máxima admisible por el semiconductor es de 150°C y la temperatura ambiente es de 25°C, la diferencia de temperatura admisible por el componente será de 125°C. Dado que la resistencia térmica calculada es de 3°C/W, la potencia máxima admisible será de 125/3 = 41,7 W... Moraleja: ¡ni el mejor radiador es capaz de realizar el milagro!

Para este caso adoptado como ejemplo, es necesario encontrar otra solución basada en el empleo de varios transistores. Dos transistores montados sobre un radiador semejante al utilizado en el ejemplo precedente resolverán el inconveniente de una forma eficaz; cada uno de ambos transistores dispone ahora de la mitad del radiador (sobre una longitud de 75 mm.). La resistencia térmica de uno de los transistores será ahora de 39,7 W, o lo que es lo mismo:

unos 80 W en conjunto. El único argumento que podemos esgrimir en contra de esta solución radica en que el coste es algo más elevado.

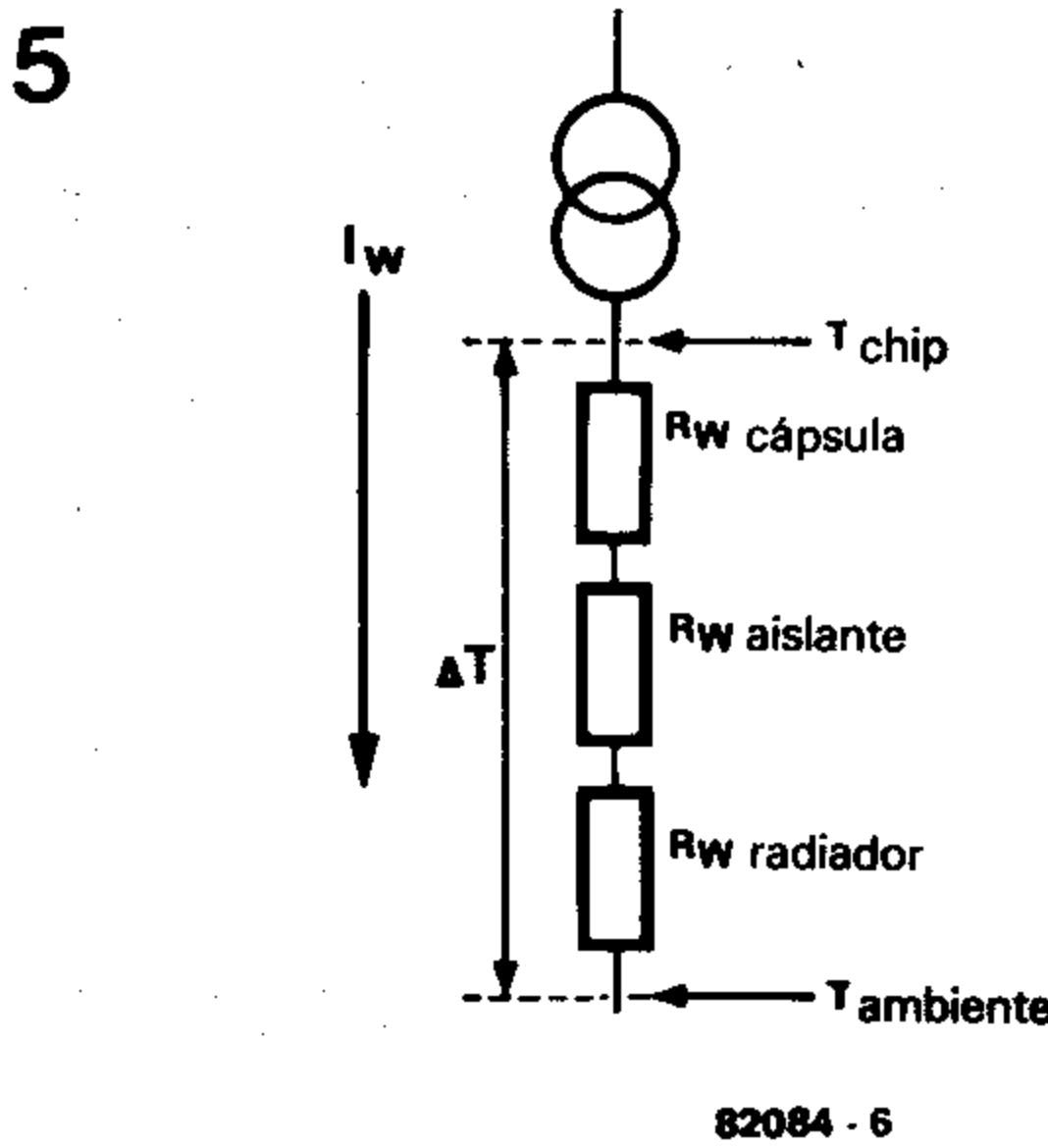


Figura 5. El aumento de la temperatura del semiconductor respecto a la temperatura ambiente se debe a la resistencia térmica que existe entre el material semiconductor y su entorno. La producción de calor (debida a la disipación) se manifiesta a cualquier temperatura y, en consecuencia, su efecto puede representarse por medio de una fuente de corriente.

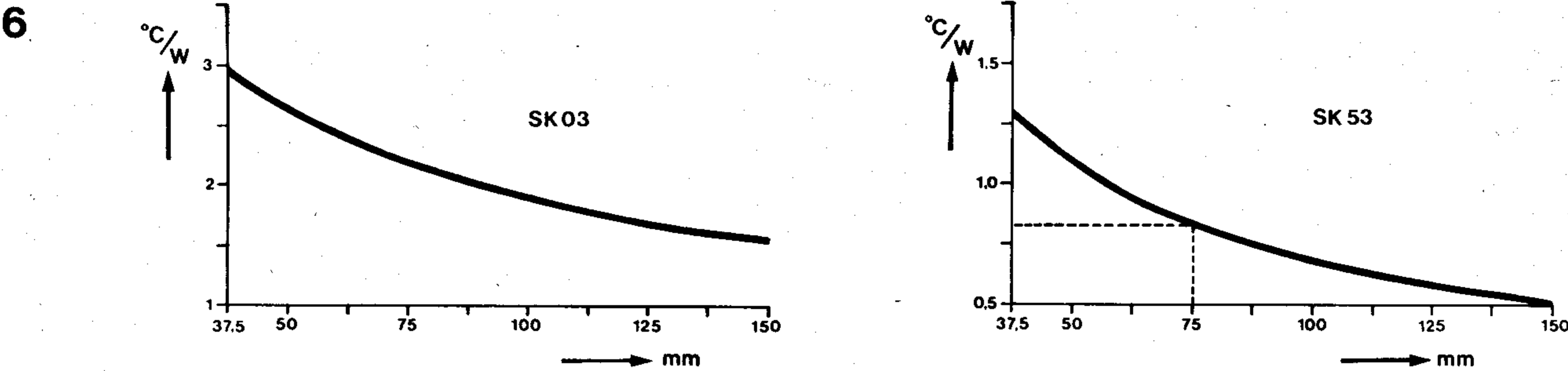


Figura 6. Curvas características de la resistencia térmica de dos perfiles radiadores; el primero es uno de los tipos más comúnmente empleados (el SK03), mientras que el segundo corresponde a un perfil de mayor superficie (el SK53). Observe que la resistencia térmica (eje de ordenadas) no es proporcional a la longitud (eje de abscisas). Las curvas corresponden a radiadores de aluminio pintados en negro (los radiadores «desnudos» poseen una resistencia un 15 por 100 superior a sus equivalentes pintados en negro) y suponiendo que su montaje es vertical (un montaje horizontal supone un aumento del valor evaluable en un 20 por 100).

Cualquier radio-aficionado lanzado a la construcción de su propio equipo se ve, tarde o temprano, ante la necesidad de disponer de un generador que le permita ajustar su receptor. No cabe duda de que la solución más elegante consiste en procurarse un emisor de prueba oficial, sin embargo, es muy común que su bolsillo no le permita ni tan siquiera el plantearse este tipo de opciones. Muy a menudo, las amplias posibilidades que ofrecen este tipo de instrumentos (nada económicos por lo general) son incluso excesivas para la finalidad que se busca. Un pequeño instrumento de medida menos elaborado debería poder solventar la cues-

El circuito

Una simple ojeada al esquema de la figura 1 les sorprenderá agradablemente. En efecto parece muy poco complicado. La base del montaje la constituye un oscilador —que recuerda a un Colpitts—, construido en torno a T1 y equipado con un cuarzo de 27 MHz. En este montaje no se va a utilizar su tercer armónico, aunque sí su frecuencia fundamental, a saber: 9 MHz. Esta frecuencia resulta enormemente interesante para el objetivo que pretendemos, ya que sus diversos armónicos cubren una gama

generador de prueba para RF

un mini-emisor de prueba para las bandas de 2 metros, 70 cm. y 23 cm.

Aún a pesar de su simplicidad, el pequeño montaje que vamos a presentarles es un instrumento de prueba de gran interés para cualquier técnico o aficionado que trabaje en alta frecuencia. ¿De qué se trata realmente? Nuestro instrumento no es más que un «generador de armónicos» modulable, capaz de generar señales en saltos de 9 MHz hasta la gama de los gigahertzios.

Resulta adecuado tanto para receptores de FM como de BLU (banda lateral única = SSB en inglés —single side band—). El cuarzo utilizado es de un tipo normalizado en CB (Citizen Band = banda ciudadana), lo que permitirá reducir la factura de montaje a un importe realmente asequible ¡Al menos por esta vez, el precio no será el obstáculo que le impida acometer la construcción del montaje!

ción, por supuesto, a condición de que sea capaz de proporcionar una señal de prueba estable y fiable dentro de la gama de frecuencias que se desee.

Utilizando componentes de tipo común, es prácticamente imposible construir un generador cuya frecuencia de salida pueda variarse dentro de un amplio margen y que, por lo demás, esté caracterizado por una inquebrantable estabilidad de frecuencia. Nuestro objetivo es encontrar una alternativa económica al clásico emisor de prueba, alternativa que se encuadra en un método poco convencional.

Con un cristal de cuarzo estandarizado en CB, hemos construido un generador capaz de producir un elevado número de frecuencias distintas y sin necesidad de ajustes... ¿Cómo es posible?: simplemente, construyendo a voluntad un oscilador que no disponga de una sola frecuencia aunque sí posea una frecuencia de salida «general». Con la incorporación de un simple transistor de la familia BC, el oscilador entrega, además de su frecuencia fundamental (9 MHz), un determinado número de armónicos potentes.... ¡armónicos que van hasta los Gigahertzios!

Este generador de prueba no sólo será un instrumento útil para los aficionados a la CB, sino también a todos los que «trabajen» en las bandas de aficionado de VHF y UHF. El tercer armónico del generador cae en la banda de los 27 MHz (CB), el decimosexto armónico se sitúa en 144,08 MHz (2 metros), el armónico número 48 en los 432,24 MHz (70 cm.) y el 144 en la frecuencia de 1296,72 MHz (banda de los 23 cm.).

El montaje resulta también idóneo para la verificación de procesadores de palabra. Todo lo relativo al ajuste de los receptores y a la elección de las condiciones en las que desea comprobar sus equipos puede establecerse con absoluta independencia de las indicaciones que podría darle otro radio-aficionado prospector del éter.

amplia y muy apreciada por los radioaficionados.

Al emplear un cristal de cuarzo a su frecuencia fundamental, se manifiesta a menudo una diferencia nada despreciable entre la frecuencia que debiera proporcionar teóricamente y la que efectivamente entrega. Por ello, habrá que ajustar de forma exacta la frecuencia deseada (en nuestro caso de 9005,000 kHz) por medio de la bobina L1. El varicap D1 permite modular la frecuencia del oscilador. La gama de ajuste autorizada no es extraordinariamente amplia (su excursión es ajustable con P1) si bien es suficiente para realizar las pruebas necesarias en los receptores de radioafición en FM y CB.

También es posible verificar con eficacia los receptores BLU. Si se desea obtener una modulación utilizable por este tipo de receptores, habrá que pasar de modulación de frecuencia (FM) a modulación de fase. Para lograrlo, bastará con colocar en serie con la entrada de modulación un pequeño condensador (C1). El conmutador S1 es el elemento que nos permitirá seleccionar el paso de FM a BLU.

Cuando se trata de verificar el comportamiento de un equipo de recepción para señales débiles, suele utilizarse un atenuador separado. Este equipo adicional resulta totalmente inútil en presencia de nuestro montaje: nuestro oscilador funciona de forma eficiente y fiable incluso en el caso de señales extremadamente débiles.

En definitiva, es muy fácil construir un atenuador dejando la resistencia de emisor de T1 ajustable. El margen autorizado por el potenciómetro P2 y el ajustable P3 es notablemente extenso: para una frecuencia de 144,08 MHz (banda de 2 metros), la señal máxima de salida se sitúa alrededor de 1 mV y la señal mínima próxima a 30 nV (o lo que es lo mismo: 0,03 μ V).

1

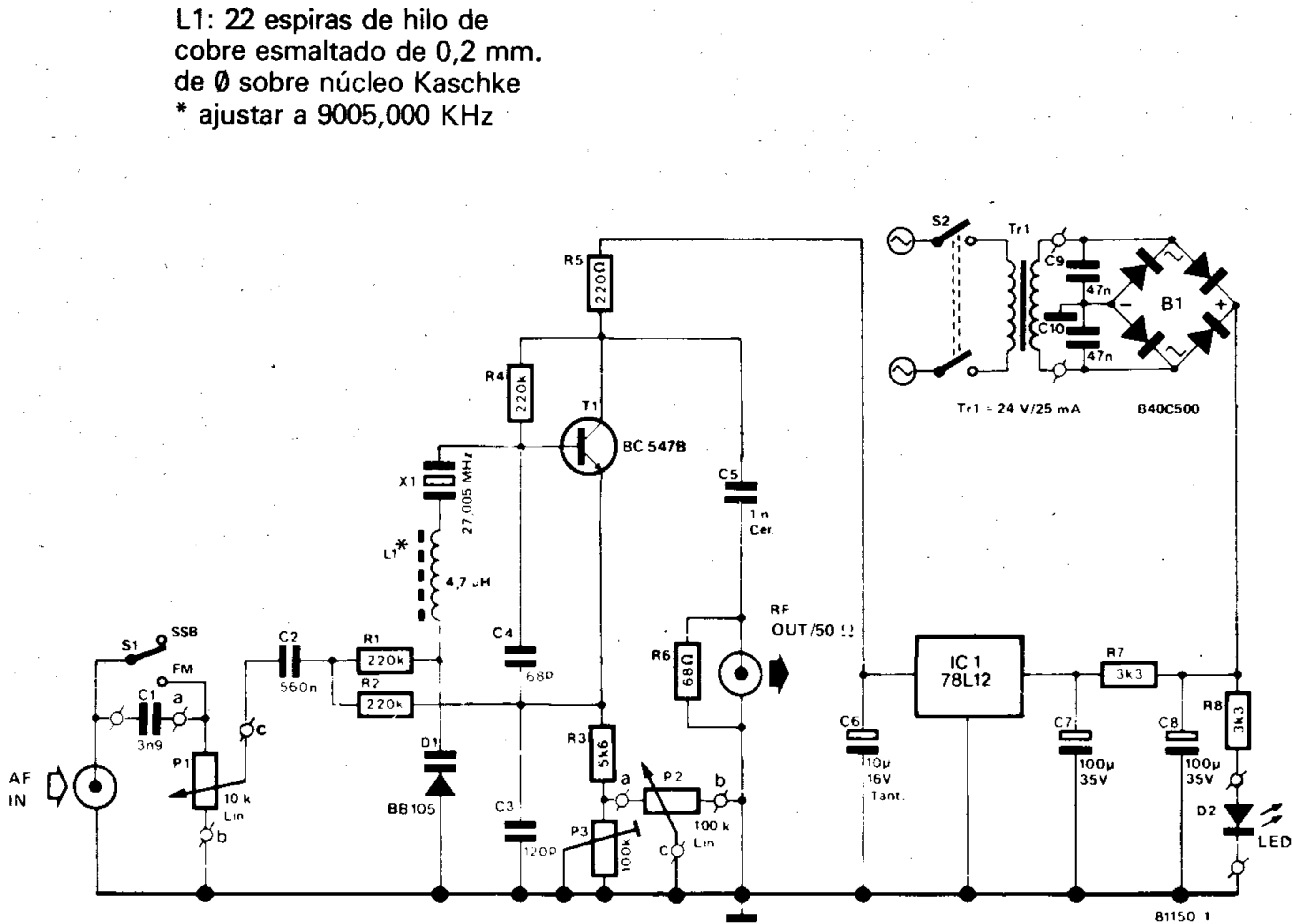


Figura 1. Esquema del generador de prueba para radio-frecuencia; un montaje simple, eficaz y funcional.

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1,R2,R4 = 220 k
- R3 = 5k6
- R5 = 220 Ω
- R6 = 68 Ω
- R7,R8 = 3k3
- P1 = 10 k lineal
- P2 = 100 k lineal
- P3 = 100 k ajustable

Condensadores:

- C1 = 3n9
- C2 = 560 n
- C3 = 120 p
- C4 = 68 p
- C5 = 1 n (cer.)
- C6 = 10 μ/16 V (tántalo)
- C7,C8 = 100 μ/35 V
- C9,C10 = 47 n

Semiconductores:

- T1 = BC 547B
- D1 = BB 105
- D2 = LED
- IC1 = 78L12
- B1 = B40L500 (redondo)

Varios:

- X1 = cristal de 27.005 MHz
- L1 = choque 4,7 μ H (ver texto)
- Tr1 = transformador 24 V/25 mA
- S1 = doble interruptor
- S2 = conmutador 2 pos/1 circ.

2

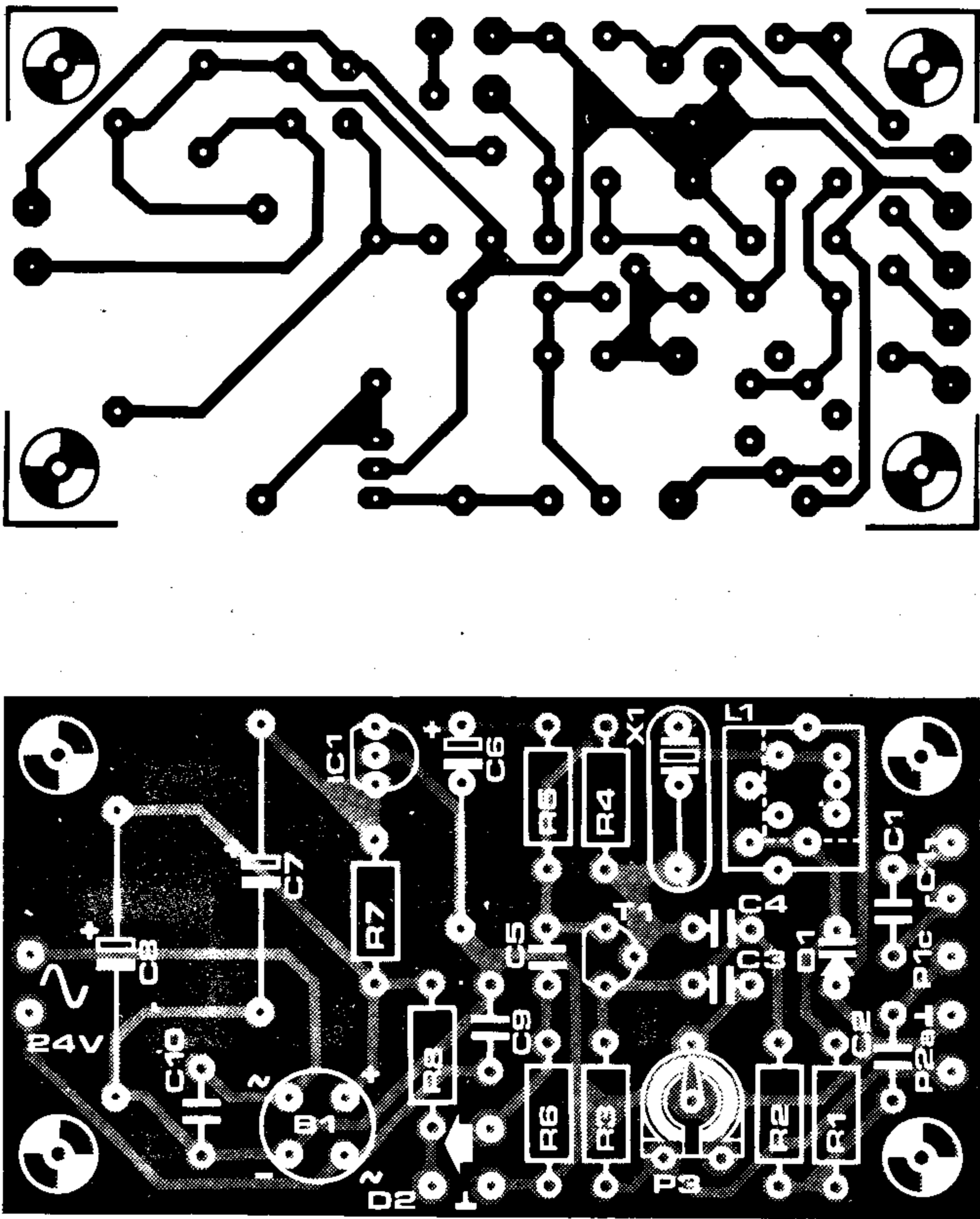


Figura 2. El reducido tamaño del circuito impreso permite construir un instrumento fácilmente transportable.

Montaje

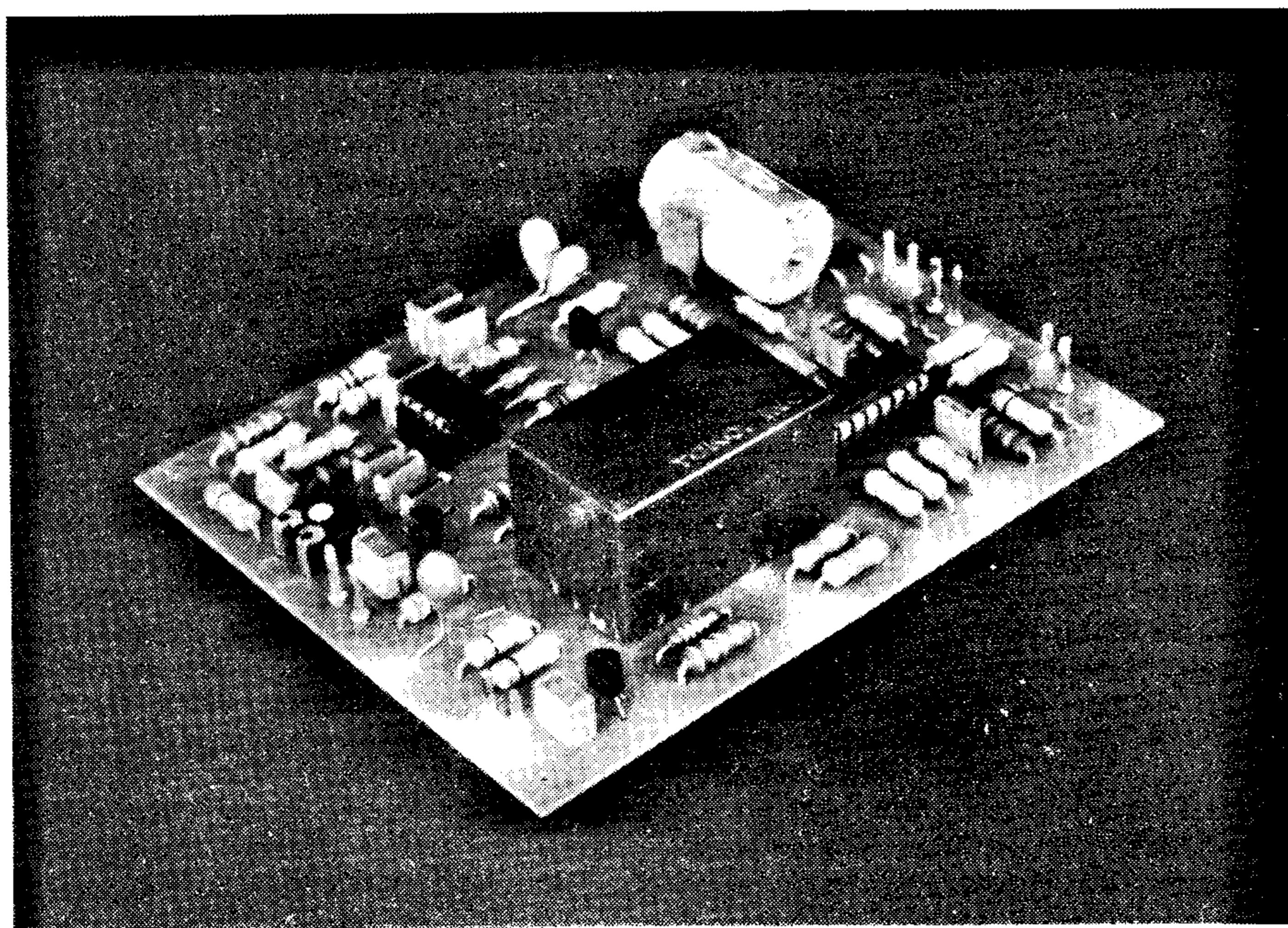
La colocación de los componentes sobre el circuito impreso que presentamos en la figura 2 es de una simplicidad casi infantil. Incluso la construcción de la bobina L1 resulta una tarea fácil: basta con bobinar 22 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de diámetro sobre un núcleo Kaschke del tipo K3/70/10. Aquellos lectores que manifiestan una aversión congénita hacia este tipo de bricolage, pueden utilizar como L1 con choque inductor de núcleo ajustable de 4,7 μ H.

La fuente de alimentación, a excepción del transformador, está incorporada sobre la propia tarjeta de circuito impreso. Dado que el consumo del montaje es extremadamente reducido, el transformador será de muy reducidas dimensiones, lo que permitirá introducir el montaje conjunto en una caja muy compacta. Al introducirlo en la caja, hay que colocar un blindaje entre la bobina L1 y el transformador de red. De lo contrario, existirá un alto riesgo de aparición de ruido, ruido que comúnmente se manifestará adoptando la forma de una modulación indeseable.

construya su propio DNR

Un sistema práctico de reducción de ruido

En el artículo teórico, publicado en este mismo número y dedicado a los sistemas CX y DNR, hemos mencionado lo problemático que resulta construir un sistema DNR, debido a que el circuito integrado básico no está disponible en el comercio. En el presente artículo tratamos de subsanar dicho inconveniente. El montaje que presentamos proporciona una reducción del ruido muy notable y desprovista efectos secundarios audibles. Si, además, es fácil de construir y económico... ¡qué más puede pedirse! Con nuestro DNR podrá conseguir grandes mejoras en la reproducción de cassettes con cierta antigüedad y obtener una recepción mucho más nítida de las emisiones en frecuencia modulada.



El sonido producido por su propio televisor no está exento de ruido. Este desagradable fenómeno no sólo plantea problemas en las emisiones de televisión, sino que también afecta desfavorablemente a las emisiones en FM, a las grabaciones en cinta o cassette. Su efecto es más favorable al oído que la propia distorsión, sobre todo cuando se trata de una reproducción algo «acentuada» de los agudos en la instalación de alta fidelidad o en la cadena estereofónica. Como regla general, puede decirse que una distorsión de -70 dB es menos importante que una relación señal/ruido de 70 dB. Esto explica la existencia de tantos sistemas reductores de ruido en el mercado, dos de los cuales, CX y DNR, son objeto de un artículo teórico en este mismo número. En el presente artículo trataremos de la puesta en práctica del sistema DNR.

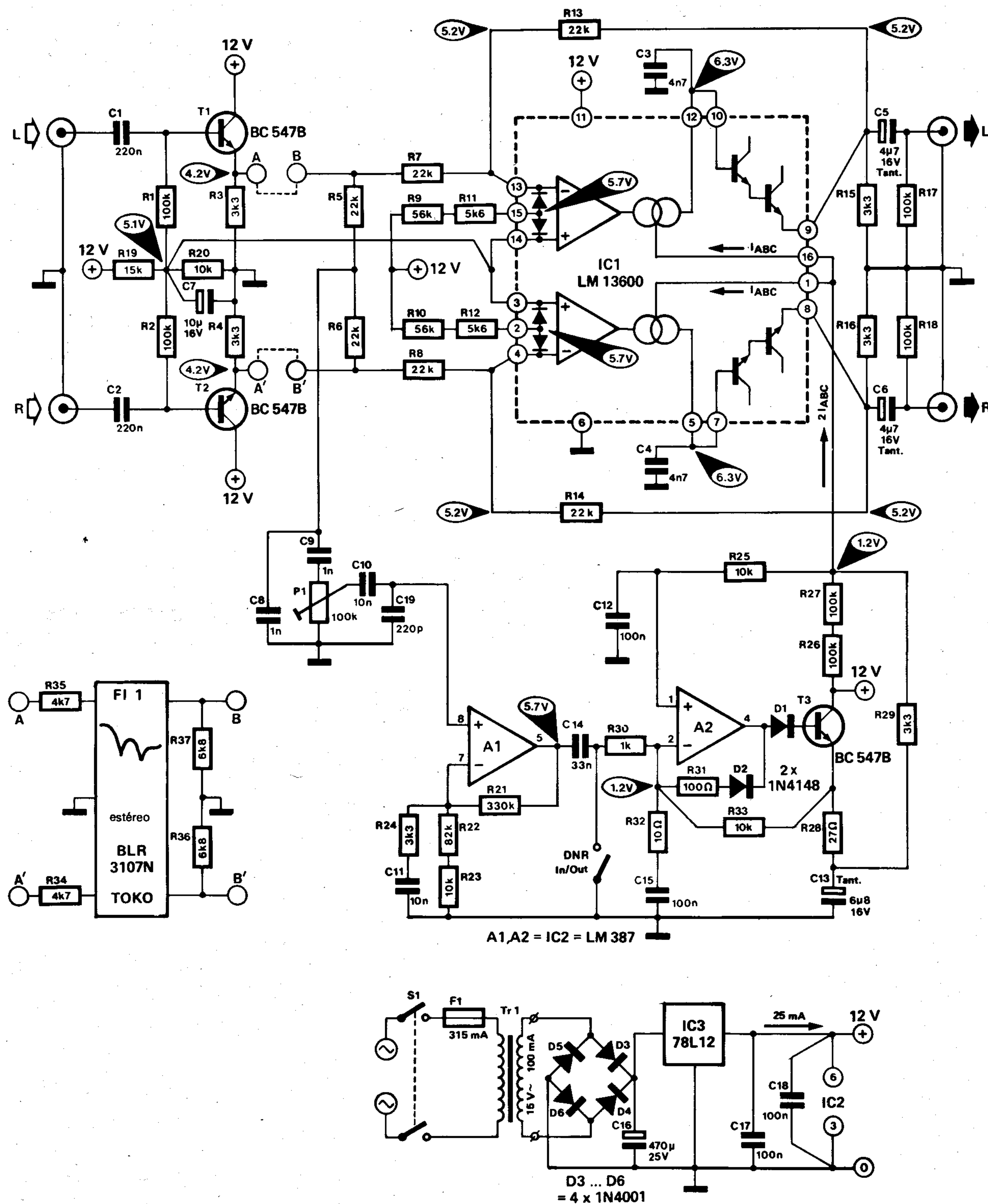
Como ocurre con cualquier otro sistema de reducción de ruido, no han de esperarse milagros de este circuito. El mejor medio sigue siendo trabajar con fuentes de señal tan exentas de ruido como sea posible. Ello significa utilizar un buen sintonizador que tenga una antena multielementos orientable, elegir un magnetófono de cinta en lugar de uno de cassette y, sobre todo, no ceder ante la tentación de adquirir discos baratos. Es así como el auténtico entusiasta de la alta fidelidad tiene el máximo de posibilidades de quedar satisfecho, aunque ello pueda hacer que pierda la escucha de material sonoro interesante. Existe otra clase de personas que son menos exigentes en cuanto a la calidad de la reproducción, prefiriendo escuchar una obra de música clásica rara en monofonía, emitida en onda corta, que seguir los resultados deportivos en FM estereofónica. Es, sobre todo, cuando se utilizan equipos de no muy alta calidad, cuando los sistemas reductores de ruido pueden aportar una mejora realmente notable en la relación de señal/ruido total. En este caso, es preciso tener cuidado para que las modificaciones derivadas de la eliminación del ruido sean inaudibles o al menos lo más reducidas posible.

En el montaje correspondiente a este artículo no utilizaremos el circuito integrado LM 1894 (estudiado en el artículo teórico) por ser muy difícil de obtener lo que tratamos de conseguir es la construcción de un sistema de precio asequible, que no nos cueste «un ojo de la cara». Este será nuestro objetivo.

El circuito

La figura 1 presenta un circuito que trata de resolver el problema proporcionando una alternativa para dicho circuito integrado, pero se crea el inconveniente de que ya no es tan compacto. No obstante, la placa se ha mantenido con unas dimensiones moderadas y puede conectarse a un sistema estereofónico sin ninguna dificultad.

El «corazón» del montaje está constituido por el circuito integrado IC1, que es un OTA (amplificador operacional de transconductancia o de pendiente variable) doble con amplificadores separadores en montaje Darlington. Dos filtros de paso bajo se construyen alrededor del circuito integrado y tienen una frecuencia de corte



82080 - 1

Figura 1. Esquema del DNR.

que depende de la corriente de control aplicada a los terminales 1 y 6. Cuanto más intensa es la circulación de corriente tanto más alta será la frecuencia de corte. La señal de mando no se aplica a través de la entrada positiva (como se describe en el artículo antes citado), sino a través de la entrada negativa del OTA (masa virtual). Los condensadores controlados por fuente de corriente, C3 y C4, sustituyen al integrador activo. Las tensiones suministradas por

estos condensadores, objeto de amplificación y separación por el montaje Darlington, sirven de tensiones de salida del montaje DNR e inmediatamente se reenvían a las entradas negativas de los OTA en realimentación y a través de las resistencias R13 y R14. Una corriente que sirve para mejorar la linealidad de la etapa de entrada se envía a las dos entradas de los dos amplificadores OTA, a través de una cadena resistiva en

serie (R9 ... R12). Después de todo, no hay que olvidar que el OTA es simplemente una etapa diferencial con una corriente de colector que es igual a la mitad de la corriente de control I_{ABC} . Pero una etapa de diferenciación de esta naturaleza se satura fácilmente y ésta es la razón por la que hay numerosos montajes para los que la señal de entrada del OTA es el resultado de una importante división de tensión, lo cual no es necesario en nuestro caso, debido a que el

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1,R2,R17,R18,R26,R27 = 100 k
R3,R4,R15,R16,R24,R29 = 3k3
R5,R6,R7,R8,R13,R14 = 22 k
R9,R10 = 56 k
R11,R12 = 5k6
R19 = 15 k
R20,R23,R25,R33 = 10 k
R21 = 330 k
R22 = 82 k
R28 = 27 Ω
R30 = 1 k
R31 = 100 Ω
R32 = 10 Ω
R34*,R35* = 4k7
R36*,R37* = 6k8
P1 = ajustable 100 k (ver texto)

Condensadores:

- C1,C2 = 220 n MKH
C3,C4 = 4n7 MKH
C5,C6 = 4μ7/16 V tántalo
C7 = 10 μ/16 V
C8,C9 = 1 n MKH
C10,C11 = 10 n MKH
C12,C15,C17,C18 = 100 n MKH
C13 = 6μ8/16 V tántalo
 (or 4μ7//2μ2)
C14 = 33 n MKH
C16 = 470 μ/25 V
C19 = 220 p

Semiconductores:

- T1,T2,T3 = BC 547B
D1,D2 = 1N4148
D3,D4,D5,D6 = 1N4001
IC1 = LM 13600 (National),
IC2 = LM 387 (National)
IC3 = 78L12

Varios:

- Tr1 = transformador 15 V/50 ... 100 mA
F1 = fusible 315 mA
S1 = interruptor de red

NOTA:

* (Ver texto). En lugar de los puentes A-B)
A'-B', pueden conectarse R34 ... R37 y un filtro
de tono piloto de TOKO del tipo BLR 3107N
(FL1).

OTA utilizado no se saturará tan rápida-
mente. El esquema de sustitución del filtro
de ruido dinámico es muy sencillo. Está
constituido por un filtro R-C con una resis-
tencia (R) conectada entre la entrada y la
salida y un condensador (C) entre la salida
y masa. El constituyente dinámico del filtro
se proporciona por la constante de tiempo
RC variable o, lo que es lo mismo, por la fre-
cuencia de corte ajustable. En consecuen-
cia, cuanto más se filtra la señal, tanto más
alta es la tensión a través de la resistencia R.
Es fácil constatar que, en el circuito de la fi-

2

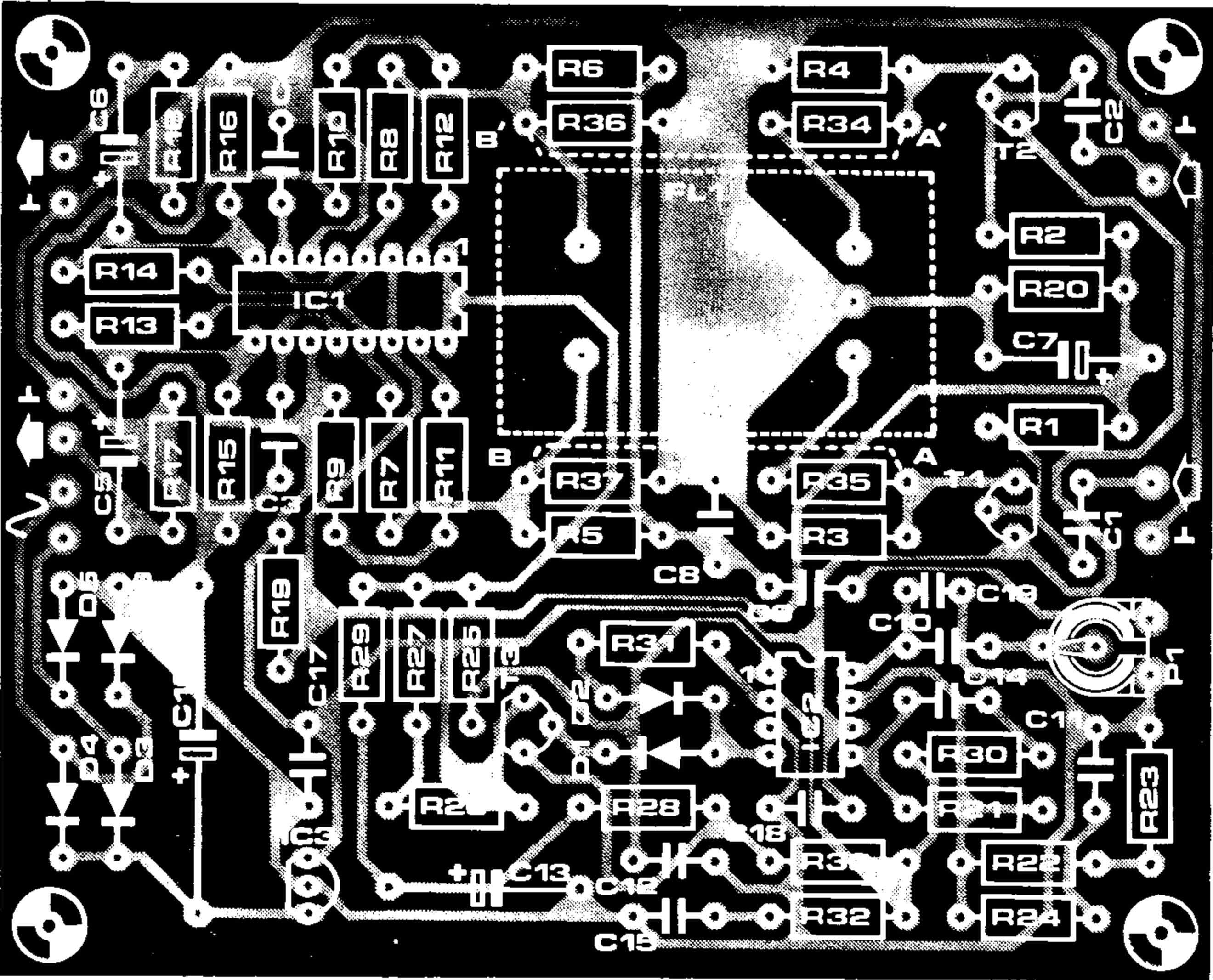
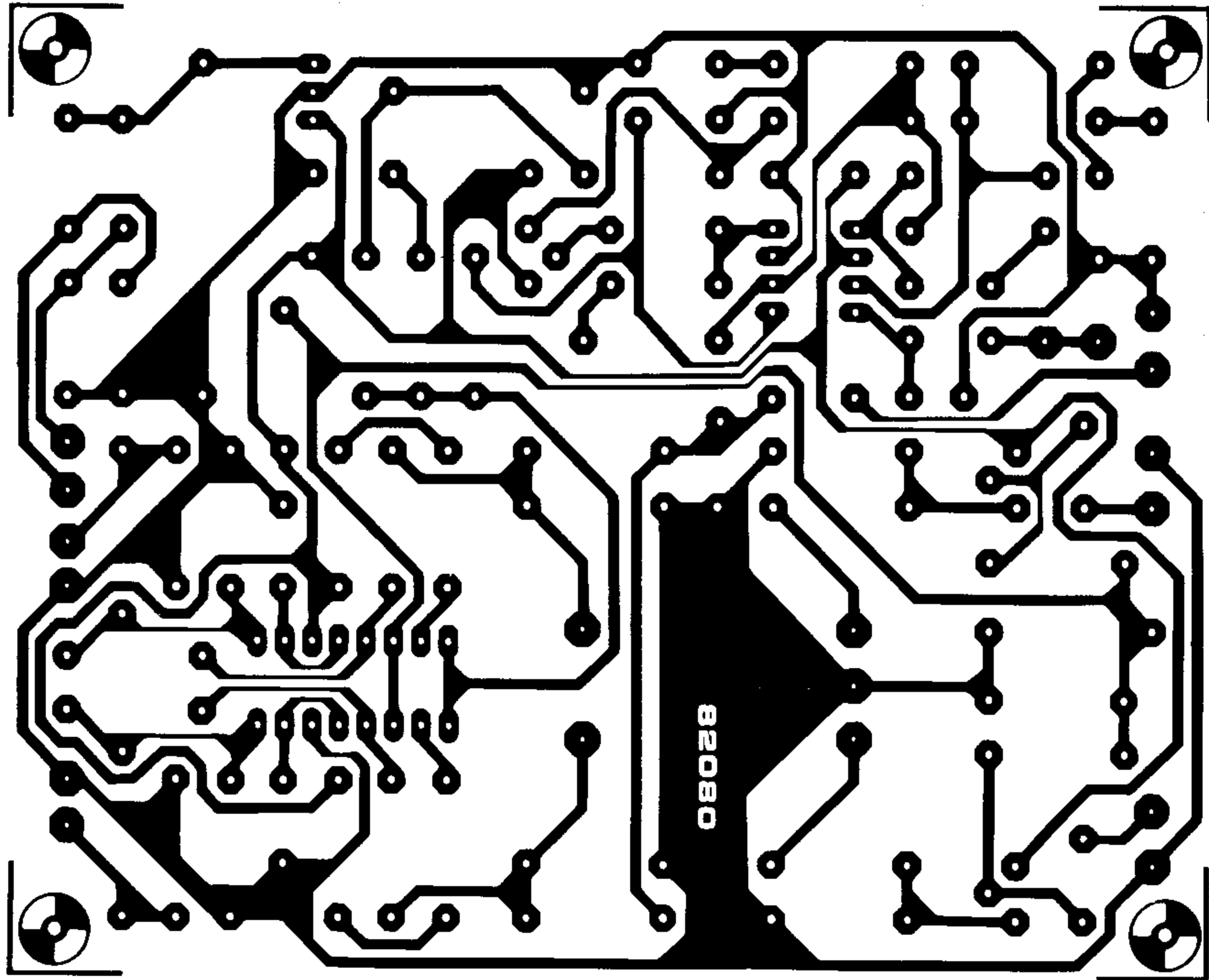


Figura 2. Representación del circuito impreso y disposición de los componentes del sis-
tema DNR.

gura 1, ello corresponde a la corriente que
atraviesa C3 y C4, respectivamente. I_{ABC}
determina el nivel de corriente máximo.

La eficacia máxima del filtro se obtiene a la
frecuencia de corte mínima (hacia los 800
Hz). Ello tiene lugar cuando hay mucho
ruido, pero ninguna señal de entrada. Tan
pronto como esto sucede, se incrementará
la I_{ABC} (como se pondrá de manifiesto
más adelante) y por consiguiente la modu-
lación. En conclusión, el funcionamiento
de un OTA exige que un aumento de la

banda de paso vaya acompañado por una
elevación de la tasa de modulación.
Volvamos a ocuparnos de las entradas del
circuito DNR. Nos encontramos inme-
diatamente con los seguidores de emisor T1
y T2. Estos componentes sirven para ampli-
ficar y separar las señales de entrada de la
izquierda y de la derecha y por una razón
muy importante, pues no sólo proporciona
al circuito una impedancia de entrada de
unos 100k, sino que las señales tienen que
ser objeto de amplificación y separación si
ha de añadirse el filtro de la frecuencia pilo-

3

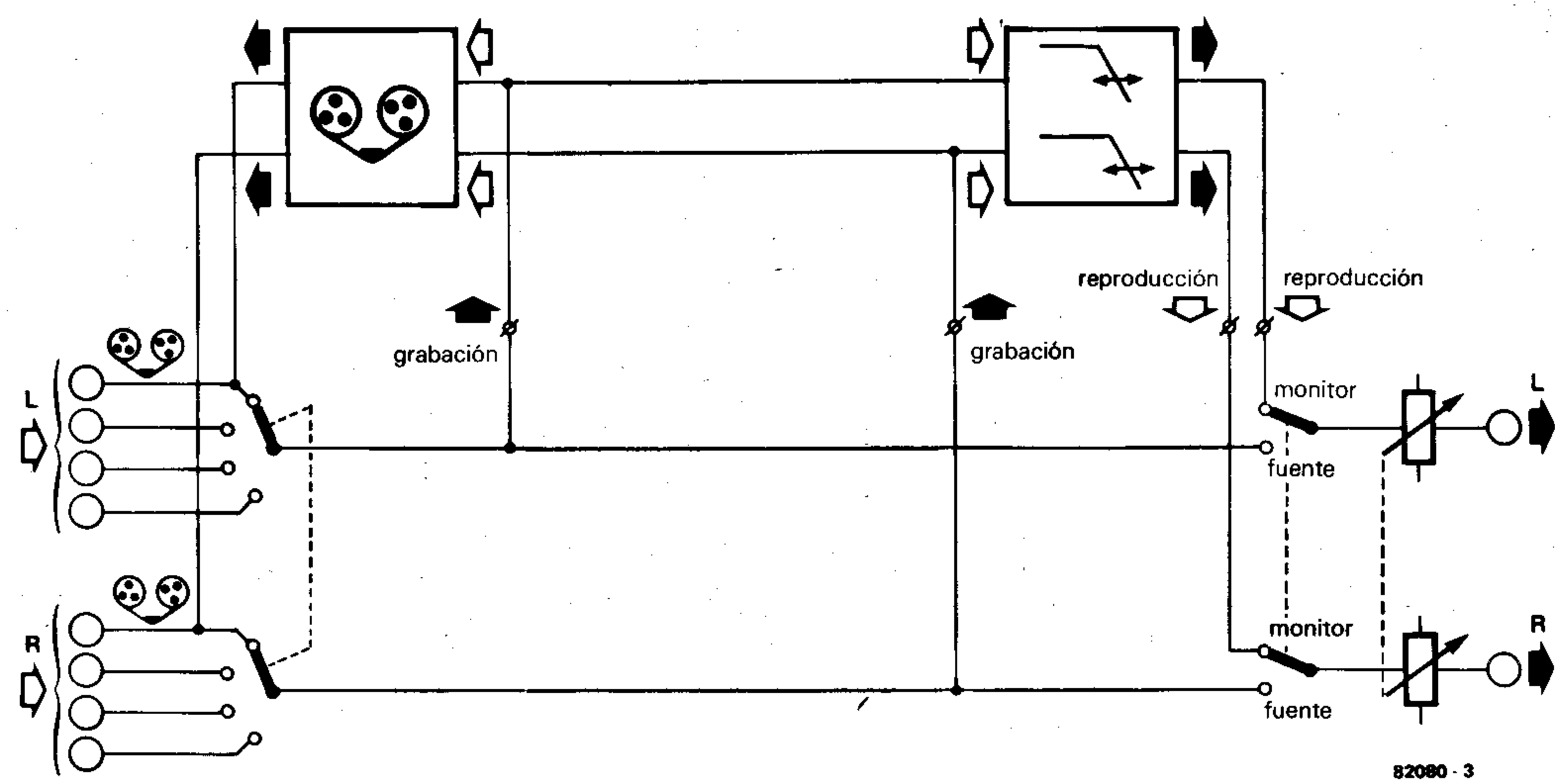


Figura 3. Forma de conexión del sistema DNR en una cadena estereofónica cuando no se ve inconveniente en el hecho de prescindir de la posibilidad de «monitoreado» (escucha de la señal en el curso de la grabación).

4

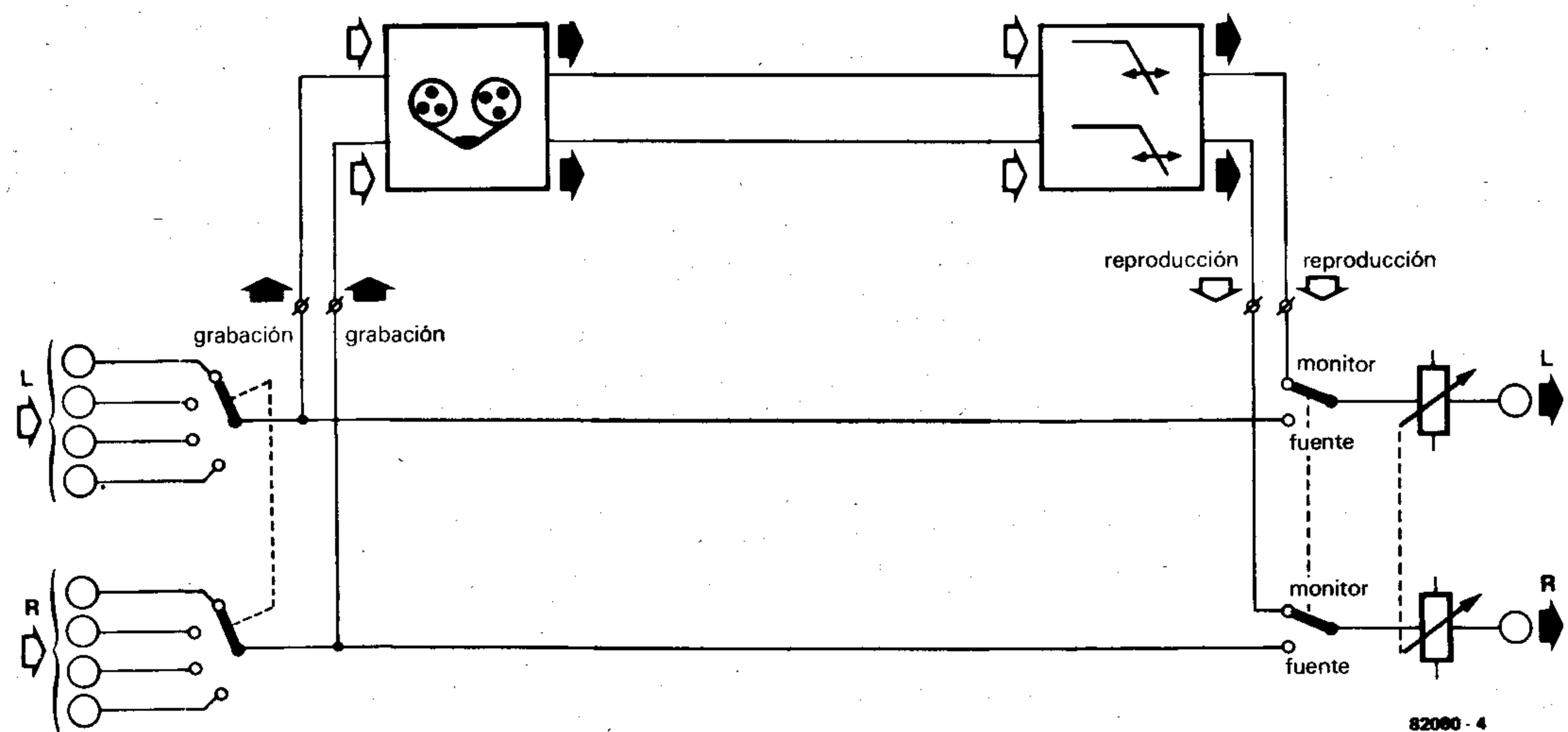


Figura 4. En esta configuración, el sistema DNR está definitivamente intercalado en la cadena de reproducción de una cinta, de forma permanente y exclusiva.

to en estéreo (entre A y B y entre A' y B'). El filtro debe excitarse a partir de una impedancia de fuente de 47k y está terminado por resistencias del mismo valor (R34 ... R37). En efecto, este filtro se instala entre los puntos A y B y A' y B'. La impedancia virtual de entrada es de 22k y cuando se ponen R37 y R38, respectivamente, en paralelo y aplicando la fórmula de $1/R_X = 1/R_1 + 1/R_2$ se llega a $R_X = 5,19k$ que es el valor aproximado a 4k7. Este filtro puede ser necesario cuando no se tiene seguridad de que los «residuos» de las frecuencias pilotos (19 kHz y 38 kHz) estén a un nivel inferior al del ruido. Lo que aquí está «en candelero» es el efecto de los residuos de las frecuencias pilotos sobre el bucle de control antes que sobre la señal

de salida y de ello es de lo que vamos a tratar a continuación, examinando el bucle de control. Las resistencias R5 y R6 tienen por objeto efectuar la adición de las señales de la izquierda y de la derecha. Los condensadores C18 y C19 sirven para atenuar las frecuencias superiores a 16kHz. La posición del cursor de P1 tiene una influencia considerable sobre el factor de ganancia del bucle de control. En efecto, este último determina la medida en que la señal suma (de izquierda y derecha) afecta a la frecuencia de corte de los dos filtros de ruido, con la contribución de la corriente de control I_{ABC} . El circuito basado en A1 tiene como función hacer la amplificación de la señal de control dependiente de la frecuencia. A

muy bajas frecuencias, la ganancia de A1 es de 4,5 y a frecuencias superiores a 6 kHz, dicho factor se eleva a 100. La constante de tiempo proporcionada por R24 y C11 corresponde a una frecuencia de corte de unos 6kHz. A continuación de A1 hay un rectificador de crestas negativas alrededor de A2. Cuando la tensión de salida de A2 es suficientemente positiva con respecto a la tensión en los bornes de C13, para llevar a D1 a la conducción, el condensador C13 que desempeña la función de «memoria» se carga por medio de T3, a través de R28. Tan pronto como ello sucede, la ganancia de A2 (es decir, la relación entre la tensión de emisor de T3 y la tensión de salida de A1) viene determinada por la relación de

R33 en el montaje en serie de R30 y de C14. Una vez más, el funcionamiento se basa en el comportamiento dependiente de la frecuencia. El bucle de control tiene las características de frecuencia de un filtro paso alto que tenga una frecuencia de corte de 6 kHz y una pendiente de atenuación de filtro de 12 dB por octava. La razón para este parámetro se explica en el artículo teórico correspondiente.

El montaje en serie de R31 y de D2 permite conservar un comportamiento dinámico de A2 en caso de que D1 estuviera bloqueado. R32 y C15 también están conectados en serie, lo que es necesario para limitar la ganancia en bucle abierto de A2 durante los períodos en que conduce D2, mientras que D1 está bloqueado. Ello es fundamental, puesto que A2 (una mitad del circuito LM 387) está compensado para una ganancia en bucle cerrado, la cual es superior a la existente cuando D2 se hace conductor.

La corriente de mando de los amplificadores OTA, $2 I_{ABC}$, viene determinada por la tensión en los bornes de C13 y de R29.

Cuanto más grande es la tensión a través de C13, tanto mayor será la corriente de control y, por consiguiente, tanto mayor será la frecuencia de corte de los filtros dinámicos. La tensión en los bornes de C13 depende a su vez del nivel de la señal de control, dicho de otra forma, de la medida en que las frecuencias por encima de 6 kHz está representadas en la señal de control. Y ahí está la función del bucle de control. Una corriente débil I_{ABC} circula a través de las resistencias R26 y R27 que se utiliza, en parte, para ajustar el nivel de CC de A2 (con la ayuda de R25).

Digamos algo sobre P1. Es el potenciómetro que determina la ganancia del bucle de control. Cuanto más desplazado hacia una posición de valor más bajo está el cursor de P1, tanto mayor será la reducción del ruido. Se pueden dividir las posibilidades de ajuste de la posición de P1 en tres campos diferentes:

1) Tensión en el cursor de P1 demasiado pequeña.

Ello significa que no se dispone de suficiente tensión de control, por lo que no sólo se reduce el ruido sino también una parte de los agudos.

2) Tensión en el cursor de P1 de magnitud media (posición central).

Obtención de una reducción más o menos satisfactoria del ruido, sin pérdida de los agudos.

3) Tensión en el cursor de P1 demasiado elevada.

No hay reducción, ni pérdida de agudos. Sin efecto alguno.

La posición ideal de P1 se encuentra a medio camino entre las correspondientes a 1) y 2). Es posible poner fuera de circuito al montaje de DNR (lo que permite disponer de un ancho de banda total de al menos 30 kHz), conectando a masa la unión de R30 y de C14. En consecuencia, la tensión de control es incapaz de alcanzar 11 V, lo que permite la obtención de una corriente de control I_{ABC} elevada y, por tanto, de una frecuencia de corte elevada de los filtros dinámicos de ruido.

¿Y en la práctica?

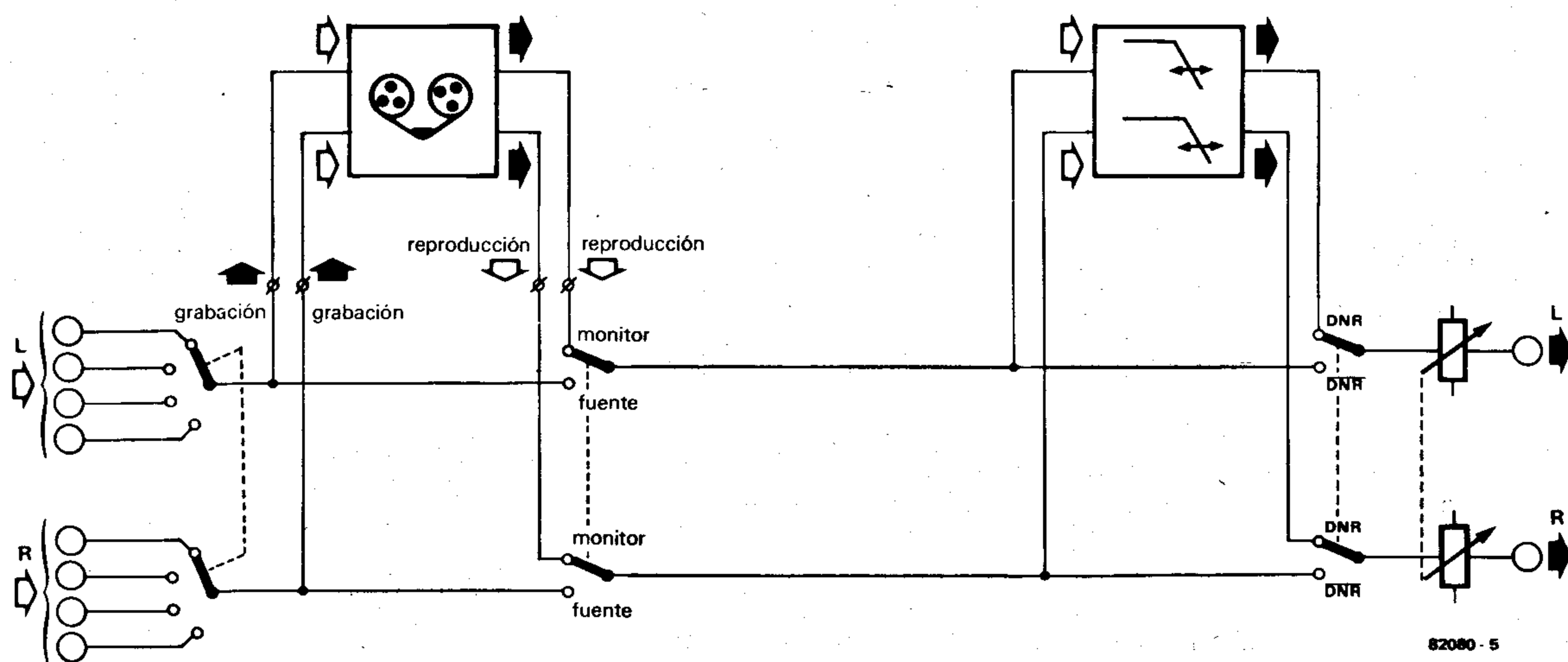
En la figura 2 se muestra la placa de circuito impreso para el circuito DNR, junto con la lista de los componentes. En esta placa hay espacio para una fuente de alimentación, con la excepción del transformador, interruptor de la red y fusible. También es factible conectar directamente una tensión continua de 15 voltios, pero será preciso vigilar que el montaje esté alimentado por una tensión de 12 voltios estabilizada, ni por encima ni por debajo de este valor.

Si el circuito ha de utilizarse también para la reducción de ruido en emisiones de FM, puede ser necesario incluir el filtro de la frecuencia piloto FL1 y las resistencias R34 ... R37. La necesidad de esta adición depende de la capacidad de supresión de la frecuencia piloto del sintonizador. Es preciso que los residuos de las frecuencias pilo-

to de 19 kHz y de 38 kHz estén enmascarados en el ruido (o lo que es lo mismo, que su nivel sea inferior al del ruido).

¿Cómo y dónde colocar el montaje DNR en la cadena de un equipo estereofónico? Se presentan varias posibilidades. En la figura 3 se ilustra la manera de sacar partido de la existencia de medios de grabación y de reproducción de señales en cinta, posibilidades disponibles en prácticamente todas las cadenas modernas. El circuito de DNR puede conectarse y desconectarse con el conmutador «monitor». Pero ello hace perder la posibilidad de «monitorear» (escuchar la señal en curso de grabación). Asimismo, será preciso utilizar las entradas de reserva («Aux») para fines de reproducción de una cinta. En la figura 4 se muestra una solución que se caracteriza por el hecho de que se conmuta el DNR permanentemente para la reproducción, pero que tiene la desventaja de no permitir el empleo del DNR para las demás fuentes de señales. En la figura 5 se ilustra la solución más universal, pero trae consigo una modificación a nivel del amplificador.

Este prototipo de DNR se sometió a pruebas exhaustivas en nuestros laboratorios. Se le conectaron todas las clases de fuentes de señales con diversos niveles de ruido. En conjunto, los resultados fueron satisfactorios. Nos ha parecido que la posición de P1 más favorable (es decir, a la que corresponde una reducción del ruido sin pérdida de agudos) depende, en parte, del tipo de fuente de señal utilizada. Por este motivo, consideramos que podría ser una buena idea emplear para P1 un potenciómetro ordinario en lugar de uno ajustable, pero, una vez más, ello depende de la aplicación que se haya escogido para el circuito. También hemos constatado algunos fenómenos de «bombeo» (una variación audible del nivel del ruido durante los intervalos de silencio de un fragmento musical). Pero también en este caso depende mucho del contenido del programa musical. ■



82080-5

Figura 5. La solución más universal: DNR conmutable para todas las fuentes de señal y para el «monitoreado» de una señal en las grabaciones.