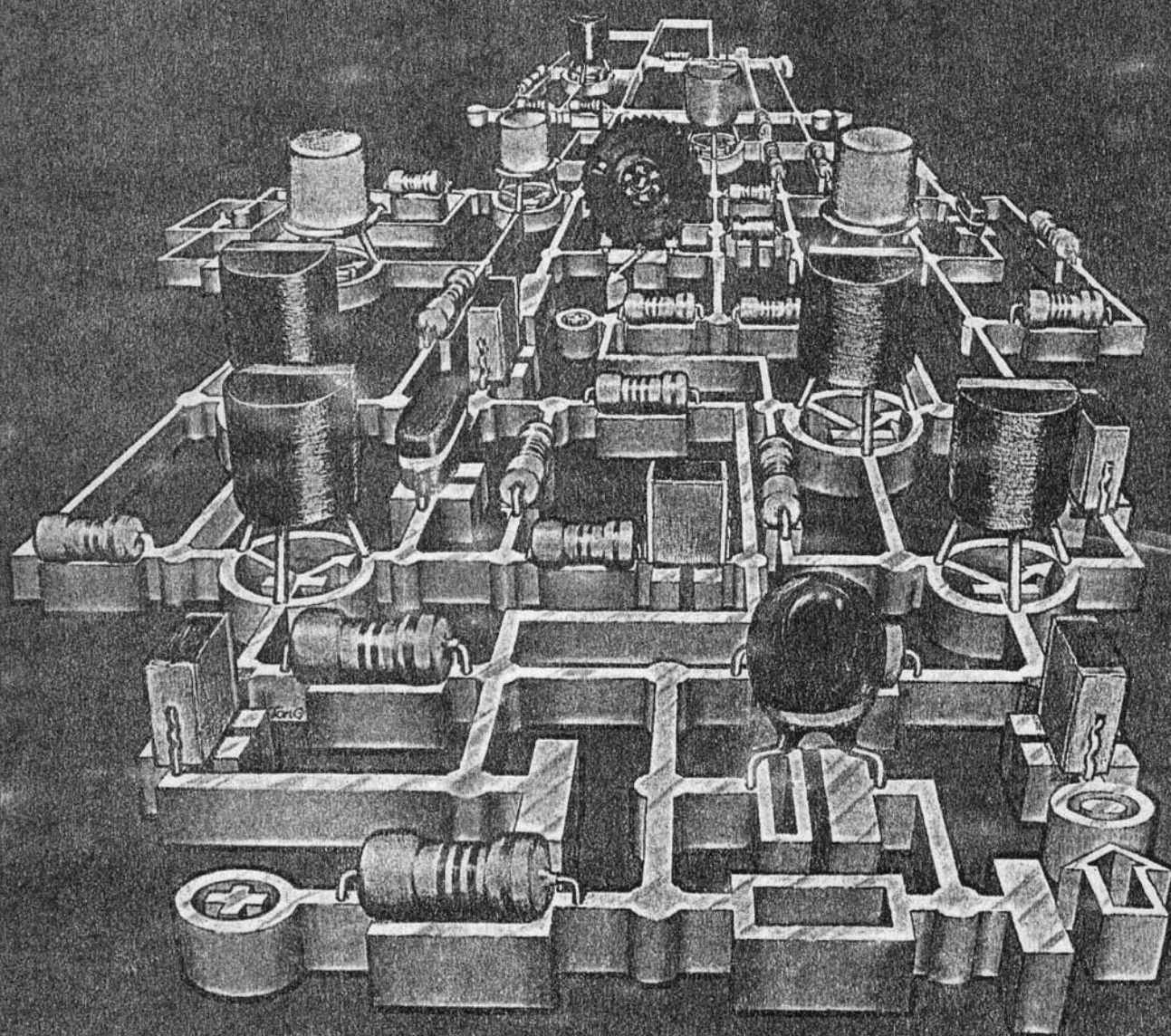
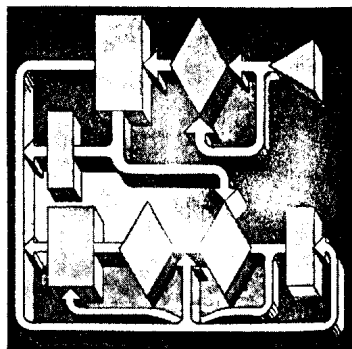


elektor



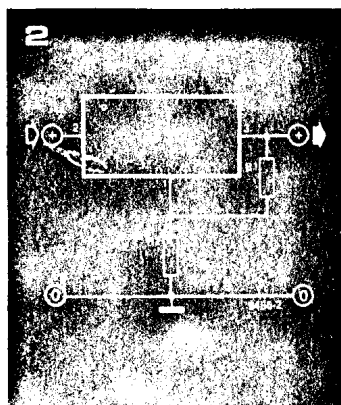
microprocesadores
fuente de alimentación
mini-frecuencímetros



Microprocesadores

Existe ya una gran cantidad de microprocesadores. Este artículo describe los elementos que son comunes a la mayoría de ellos.

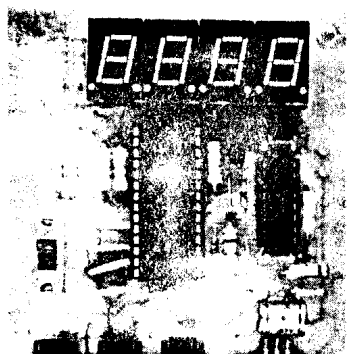
p. 3-04



Fuente de alimentación

No se puede concebir el más pequeño laboratorio de electrónica, sin una fuente de alimentación.

p. 3-12



Minifrecuencímetro

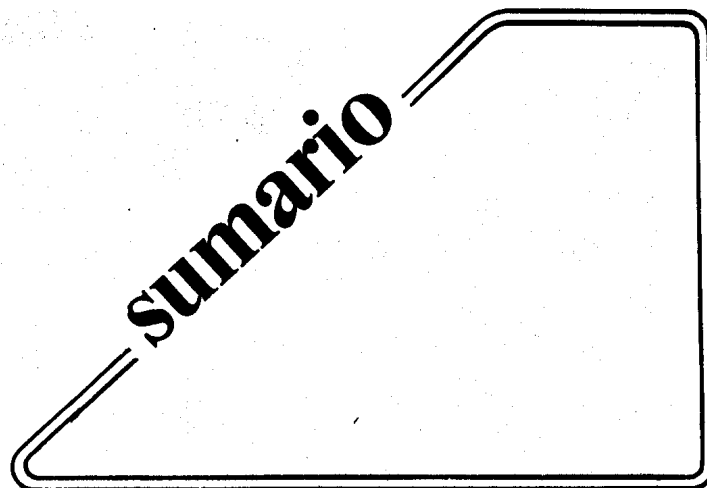
El principal componente de este medidor es el circuito integrado MK 50390N de Mostek.

p. 3-29



Portada

El mundo apasionante del diseño de circuitos electrónicos.



Selektor	3-01
Introducción a los microprocesadores.	3-04
El artículo que presentamos intenta introducir al lector de la forma más clara y sencilla posible en el mundo de los microprocesadores.	
Fuente de alimentación estabilizada ...	3-12
Basada en un solo circuito integrado, la fuente de alimentación suministra una tensión estabilizada regulable entre 1,2 y 25 VCC; intensidad máxima de salida, 2,5 A.	
Magnetizador	3-17
Recientes experiencias médicas han confirmado el valor terapéutico de los campos magnéticos en el tratamiento de enfermedades psicosomáticas.	
Preco (2.ª parte)	3-19
En este artículo se describe la parte «correctora» del preamplificador, así como los detalles de realización.	
Cómo girar y por qué	3-26
Fundamentos teóricos de los giradores.	
Minifrecuencímetro digital	3-29
Montaje fácil de realizar, que permite efectuar medidas entre 10 Hz. y 1MHz.	
Exposímetro logarítmico	3-32
El 723 como fuente de intensidad constante	3-36
Medidor de valores de cresta	3-38
Con un circuito integrado y algunos componentes discretos es posible construir un medidor de valores de picos.	
Voltímetro UAA 180 a diodos LED	3-41
Mercado	3-45

elektor 2

I AÑO - N.º 2

MARZO/ABRIL 1980

REDACCION Y ADMINISTRACION:

C/ Ginzo de Limia, 48. Madrid-29. Tel. 739 77 43.

EDITOR ESPAÑOL:

Ingelek, S.A.

DIRECTOR:

Antonio M. Ferrer.

CUERPO DE REDACCION:

Redactor jefe: W. der Horst.

Asesor técnico: J. Ignacio Alegría.

Redactores técnicos: J. Barendrecht, G. H. K. Dam, P. Holmes, E. Krempelsauer, A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven

IMPRESION:

Gráficas ELICA. Boyer, 5. Madrid-32.

Depósito Legal: GU-3-80.

SUSCRIPCIONES:

M. A. Buitrago.

SUSCRIPCION 1980:

España: 800 ptas. (6 números). Extranjero: 1.200 ptas. ó 18 \$.

DERECHOS DE REPRODUCCION:

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

Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt, Deutschland.

Elektor Publishers Ltd, Canterbury CT1 1PE, Kent, U. K.

Elektor Sarl, Le Douliou 59940. Estaires, France.

JCE, Via de Lavoratori, 124. 20092 Cinisello B, Italia.

DERECHOS DE AUTOR

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

Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser realizados para usos privados o científicos, pero no comerciales.

La utilización de los esquemas no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora.

La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación.

Si la sociedad editora acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo o hacerlo modificar por su cuenta. La sociedad tiene también el derecho de traducir o de hacer traducir un artículo y de utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

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

CORRESPONDENCIA

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

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

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

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

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

Se solicitará control de OJD.

claves

¿Qué es un TUN?

¿Qué es un 10 n?

¿Qué es el EPS?

¿Qué es el servicio CT?

¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

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

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

U_{CE0} máx.	20 V
I_C máx.	100 mA
h_{FE} mín.	100
P_{tot} máx.	100 mW
f_T mín.	100 MHz

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

Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178, la familia BC179 excepto el BC159 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

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

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

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

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

Los tipos BC107B, BC237B y BC547B corresponden a versiones de mayor calidad dentro de la 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), BC414

Valores de resistencias y condensadores

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

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

Ejemplos:

Valores de resistencia $2k7 = 2700 \Omega$
 $470 = 470 \Omega$

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

Valores de capacidades:

$4p7 = 4,7$ pF = 0,0000000000047F
 $10n = 0,01$ μ F = 10^{-8} F

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.

El duende de Elektor:

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

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional):

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

selektor

La emisión acústica de los esfuerzos dinámicos

La interpretación de los pequeños ruidos que producen las estructuras y los materiales cuando soportan cargas es la técnica que ha experimentado un crecimiento más rápido entre las denominadas no destructivas. Esta técnica está siendo utilizada en la detección del crecimiento de grietas en las estructuras metálicas, escapes en los elementos de los reactores nucleares y, ya en otra escala, para detectar trozos sueltos de estaño u otros desechos que pueden cortocircuitar equipos electrónicos.

Es sabido que cuando doblamos un trozo de madera hasta su ruptura, éste emite un ruido antes de fracturarse. Incluso se ha dicho que los primitivos mineros se clasificaban en «rápidos» y «muertos», por la manera en que podían apreciar los crujidos en las rocas por encima de sus cabezas. Los avisos sonoros de movimiento del terreno solían venir también de las pilastras de madera, especialmente si eran de pino. Y muchos testigos oculares de desastres ocurridos con estructuras metálicas como puentes, calderas y recipientes a presión dicen haber oído un estrepitoso chirrido o chasquido algún tiempo antes de ocurrir el accidente.

Por tanto, resulta difícil pensar que los ingenieros hayan empezado ahora a estudiar el fenómeno (que ahora podríamos llamar de emisión acústica) para aportarnos información acerca de los materiales bajo cargas. Particularmente, si pensamos que Robert Hooke, el gran físico experimental inglés, estudió este fenómeno, nada menos que en 1681, en «La posibilidad del descubrimiento de los movimientos internos y las acciones de los cuerpos... sean animales, vegetales o minerales, por el sonido que producen». Dos siglos después, la profesión médica adoptó el estetoscopio para ayudarse en sus diagnósticos y a principios de este siglo se realizaron experimentos en Cambridge para detectar señales eléctricas provenientes de órganos del cuerpo humano. La Sismología, una ciencia que viene de antiguo, es el caso más notable, ya que fue en 1924 cuando, en Rusia, Ehrenfest y Joffe grabaron por primera vez los ruidos producidos por un cristal de roca cortado a 450° C. Posteriormente, en 1927, el equipo Claussen-Nekludova realizó otro trabajo en Alemania sobre la correlación entre los pequeños saltos en la longitud de muestras de latón y aluminio estirados y calentados a 400° C, y los débiles ruidos de resquebraja-

1

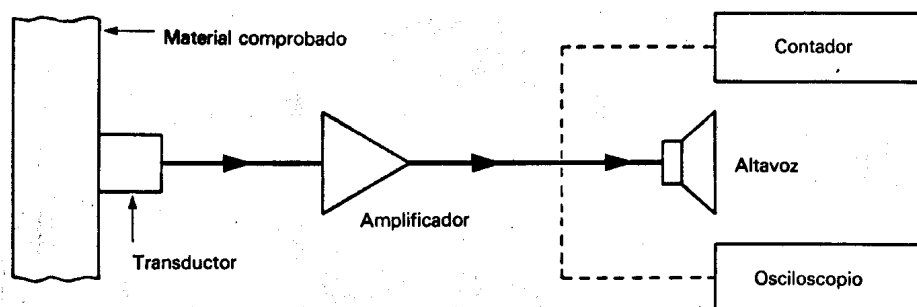


Figura 1.— Sistema simple para detectar emisiones acústicas. Puede añadirse un contador o un osciloscopio, tal como se ve en la figura.

miento que producían las piezas estudiadas. Sin embargo, no fue hasta un posterior trabajo de Kaiser, en Munich (1950), cuando se empezó a considerar seriamente que se podían aprender cosas útiles a partir del estudio de los sonidos provenientes de metales o maderas que soportan tensión. Hoy en día sabemos que la mayoría de los materiales, como madera, metales, plásticos y piedras, producen ruidos parecidos, y que mediante su estudio podemos detectar tres cosas. En primer lugar, podemos detectar que algo, un suceso, ha ocurrido en el material estudiado. En segundo lugar, mediante la diferencia entre los sonidos que llegan a dos o más sensores, y conociendo previamente la velocidad de propagación

del sonido, podemos calcular el lugar donde se encuentra el suceso. En el tercer lugar, mediante el estudio del sonido, podemos descubrir en ocasiones la naturaleza de lo ocurrido. Por supuesto, precisaremos amplificar y pasar a un registro audible estos sonidos para poder estudiarlos. Recientemente, incluso, se ha descubierto que no solamente la presión mecánica o el calentamiento producen ruido, sino también la corriente eléctrica: los aislantes y materiales dieléctricos dan un aviso audible previamente a su ruptura por exceso de corriente.

2

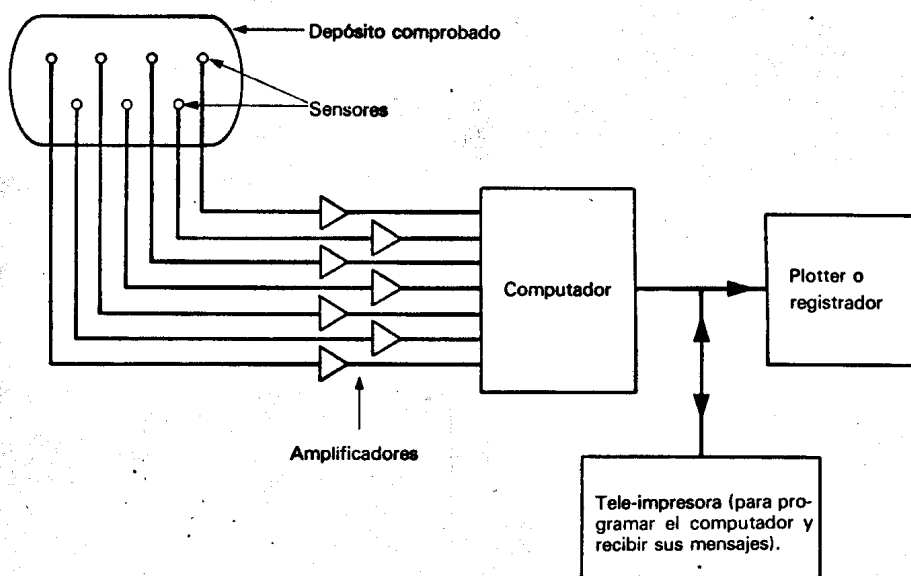


Figura 2.— Sistema multicanal para encontrar el foco de una emisión acústica. Los sensores montados en la estructura detectan las ondas de presión, producidas por grietas en crecimiento, por ejemplo, y el ordenador indica la situación del foco de estas ondas, evaluando las diferencias de tiempos en que la onda alcanza a los sensores, situados a diferentes distancias de la fuente sonora.

selektor

Necesidad de investigar

Algunas estructuras de ingeniería fallan cuando aún están en uso; debemos, por tanto, guardarnos de ese riesgo permanente. Cuanto más serias sean las consecuencias del fallo, más profunda deben ser las medidas precautorias y más a menudo deben adoptarse. Cuando un recipiente a presión se rompe, puede producirse un silbido o un estallido; en estos accidentes pueden producirse importantes daños, e incluso muertes; por tanto, el punto más importante en el diseño, fabricación e inspección es asegurarse de que el riesgo de cada uno de los tipos de destrucción (o de ruptura), y especialmente el de la explosión, sea el menor posible. Las distintas medidas obligatorias, determinadas por la práctica, los procedimientos de diseño y las medidas de inspección son actualmente muy buenas, como se puede ver por el pequeño índice de siniestrabilidad que se registra actualmente; sin embargo, las exigencias de seguridad son cada vez mayores, como lo es también el peligro latente dado al uso de presiones cada vez mayores y el almacenaje de productos cada vez más peligrosos. Según aumenta la edad del recipiente, el riesgo de accidentes se incrementará, puesto que se irá deteriorando su estructura.

Es razonable suponer que la experiencia nos guíe al lugar donde más probablemente se encuentra el deterioro, y es allí donde una inspección de tipo no destructivo debe realizarse a intervalos regulares de tiempo, con la esperanza de detectar fisuras antes de que éstas sean demasiado grandes. Sin embargo, no siempre las técnicas de inspección nos proporcionan la seguridad y precisión necesaria para encontrar el tipo de defectos que es necesario detectar cuando aún no son peligrosos.

Una de las limitaciones más importantes de este tipo de técnicas no destructivas, incluidas las ultrasónicas, radiográficas, magnéticas y de corrientes parásitas es que no es siempre posible aplicarlas en el lugar requerido. Es en estos casos donde la técnica de emisión acústica puede ayudarnos, pues nos permite escuchar el volumen total de la estructura a estudiar, desde uno o dos lugares de fácil acceso. Sin embargo, la confianza en la capacidad para detectar el crecimiento de fisuras sin omitir ninguna dependerá en primer lugar de la seguridad de que los tipos de defectos que buscamos siempre emitan sonidos bajo unas condiciones especificadas. La investi-

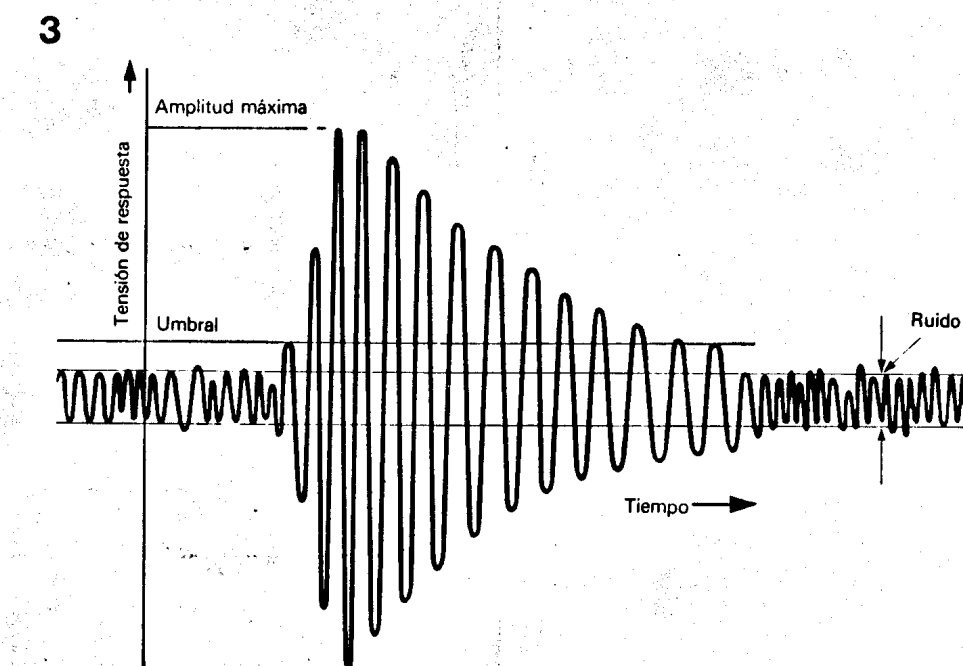


Figura 3. — Respuesta teórica de un transductor piezoeléctrico a una onda de presión.

gación se encamina ahora en muchos países hacia lo que podemos, y aun mejor, hacia lo que no podemos oír con esta nueva técnica.

Detección y procesado

Con un sensor montado sobre la superficie de un material se pueden detectar fácilmente las ondas de «presión» o fatiga que sufre dicho material. Los sensores más utilizados son los de cerámica piezoeléctrica (PZT),

que producen pequeñas tensiones cuando sufren una vibración. Los sistemas de detección, amplificación y procesado de estas señales varían desde algo tan simple como lo representando en la figura 1 (no más complicado que el pick-up de un tocadiscos, amplificador y altavoz) a los sistemas multicanales con trazadores de curvas de defecto mediante ordenadores en tiempo real, como el que presenta la figura 2, el cual imprime información automáticamente acerca del momento e intensidad del suceso, uno o dos segundos después de que

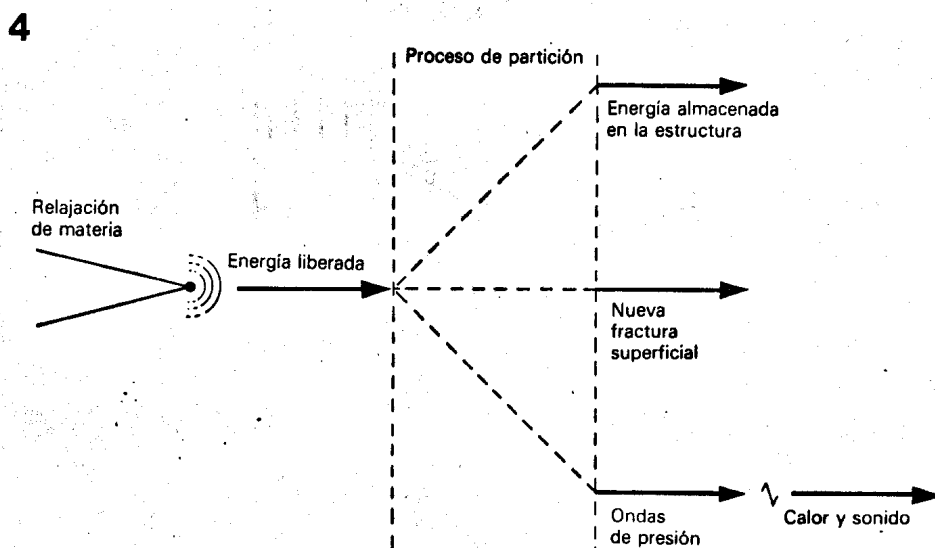


Figura 4. — Cualquier «suceso» o relajación en un material libera energía, que puede adoptar alguna(s) de las tres formas que se muestran en el diagrama, a través de un proceso de partición o rotura.



selektor

éste haya ocurrido, sobre un diagrama de la estructura estudiada.

Un dibujo de la señal que recoge el sensor piezoeléctrico excitado por una onda de presión puede verse en la figura 3. Para analizar cómo son estas señales es frecuente utilizar el método de contar el número de veces que esta señal cruza el nivel de umbral —que se fija algo por encima del nivel de ruido—, lo que nos dará el llamado «número de oscilaciones». Es también frecuente medir la amplitud de la señal y la frecuencia con que estas señales se repiten, o también analizar las frecuencias contenidas dentro de una onda compleja. Pueden realizarse diversas combinaciones de medida, según el tipo de estructura a estudiar.

Hasta aquí la aplicación más frecuente de las técnicas de emisión acústica —generalmente denominadas AE— se realiza dentro de las técnicas no destructivas. Estas son aplicadas en todos los puentes, calderas, barcos, aviones y reactores nucleares (por citar algunas de las estructuras de las que es necesario averiguar si mantienen una alta seguridad de uso). En general, la principal ventaja de las técnicas de emisión acústica sobre el resto de las técnicas no destructivas es su capacidad de controlar por entero una estructura que quizá sea sólo accesible en algunos de sus puntos. Esto la hace particularmente atractiva en el control de grandes procesos o de recipientes a presión en ambientes peligrosos, permitiendo la observación desde un lugar seguro.

Teóricamente, una relajación repentina en algún punto interno del material producirá un conjunto de ondas de presión que pueden ser detectadas y empleadas para encontrar y estudiar su origen. En la práctica, sin embargo, no todos estos eventos pueden ser detectados. Un método sencillo para imaginar esto puede ser pensar en términos de un proceso de partición en el cual un suceso (puede ser el crecimiento de una grieta, un cambio de estado en una zona, una avería eléctrica, etc.) libera una cierta cantidad de energía, que termina adoptando alguna de las tres formas que muestra la figura 4. En ella puede verse cómo esta energía termina almacenada dentro del entramado atómico del material u ocasionando una nueva ruptura superficial o como calor y sonido. Una forma intermedia de esto último son las ondas de presión que, de ser detectadas, permiten saber algo más acerca de las otras dos formas de manifestarse la energía elástica almacenada en el material. Precisamente, uno de los errores

de los primeros investigadores de las técnicas de emisión acústica fue creer que toda energía detectada significaba que algún tipo de fisura se estaba produciendo. Sin embargo, es bien conocido el característico ruido que produce una plancha de hojalata al ser agitada (el ruido es producido por los cristales del metal aldoblar). Es preciso concluir entonces que es erróneo creer en una única relación entre el número y amplitud de las ondas de presión y el área o tamaño de la fisura, sin saber más acerca de las circunstancias bajo las que se desarrolla la fisura, a menos, claro está, que los experimentos hayan sido calibrados, pero en estas circunstancias tales experimentos no nos ofrecen una interpretación fácil.

Otro punto importante es conocer la diferencia entre las técnicas de emisión acústica y el resto de las técnicas no destructivas. En algunas de estas últimas es posible retroceder una y otra vez para comprobar las indicaciones o señales externas que produce una grieta en el material, mientras que el ruido es generado únicamente por el movimiento de la grieta —lo que significa que sólo se produce mientras el hecho está ocurriendo—. Por tanto, el material o la estructura tiene que ser adecuadamente cargado —mecánica, térmica o eléctricamente— para producir el tipo de defecto que estamos analizando, además de tener conectado el equipo de escucha de emisión acústica (que debe ser absolutamente fiable), mientras es emitido el sonido.

Posibilidades

Los metales y compuestos de éstos, los materiales cerámicos, los ferroeléctricos y los dieléctricos producen ruidos cuando se someten a esfuerzos. Los estudios han demostrado que se pueden aprovechar estos ruidos con objeto de tener información sobre la calidad del material, el crecimiento de fisuras y otros defectos internos del material y sobre la causa de la fisura (como, por ejemplo, carga pulsante, fatiga, corrosión o algún otro factor). La técnica permite también detectar los sonidos asociados con ciertos tipos de transformación en el interior del material sólido. Por tanto, la emisión acústica puede utilizarse también como un método de investigación de materiales. De hecho, esta técnica ha demostrado ya ser capaz de detectar cambios y fallos tan diversos como el deterioro de estructuras de hormigón, crecimiento de grietas en alas de avión, formación de cristales de hielo en bloques de helado o defectos en termistores para control electrónico. El uso de la emisión acústica para procesos de control de soldadura autógena y para vigilar el aflojamiento de piezas en equipos de montaje es ya considerado normal, y está siendo utilizada también en minas para registrar la actividad microsísmica en aquellos lugares donde las formaciones rocosas ofrecen más peligro (Espectrum, número 165).

Computando a la velocidad de la luz

Una computadora superrápida, capaz de realizar cálculos a una velocidad mil veces superior a la del más rápido de los ordenadores actuales, podría ser el resultado de un cambio radical en la tecnología de este tipo de máquinas realizado por un equipo de científicos de la Universidad de Heriot-Watt, de Edimburgo, la capital de Escocia. Utilizando la tecnología del rayo láser, el equipo de Heriot-Watt ha desarrollado un único y revolucionario dispositivo llamado «Transfesor», que, según ellos declaran, es el principio de una generación totalmente nueva de computadores ópticos, cuyos interruptores y puertas no son controlados por componentes electrónicos, sino por destellos de luz de alta intensidad.

Las investigaciones han demostrado que un computador óptico que utiliza interruptores controlados por láser en lugar de los dispositivos electrónicos convencionales está literalmente «a la vuelta de la esquina». Esto representará un cambio tan importante como la aparición del transistor, el componente sobre el cual se basó la revolución electrónica de la posguerra.

La técnica desarrollada por el equipo de Heriot-Watt se basa en aplicar un destello hecho a base de antimonio y de indio. Un ajuste adecuado de la potencia del láser hace que el cristal entre en resonancia, con el consiguiente súbito aumento de la luminosidad del rayo láser que lo atraviesa. Ese cambio rápido en la salida es la base de una conmutación óptica increíblemente rápida. Este notable cambio es el que hace posible ahora conmutar, controlar e incluso retardar el avance de algo tan rápido como un rayo de luz dentro de una escala de tiempos, que sólo puede ser medida en picosegundos (es decir, algo tan increíblemente rápido como una millonésima de millonésima de segundo).



selektor

introducción a los microprocesadores

Un microprocesador es, sencillamente, un procesador extremadamente pequeño, y un procesador es una parte de un computador u otro sistema de proceso de datos. Así, pues, antes de introducirnos en el intrincado mundo de los microprocesadores, es necesario conocer de antemano los principios operativos de los computadores, y la función del procesador dentro de un sistema de computador.

Un computador es básicamente una máquina para procesar datos. Los datos a procesar se introducen en el computador, y los resultados del proceso se obtienen a la salida del mismo. Las operaciones que han de realizarse con los datos están contenidas en una secuencia de instrucciones conocida con el nombre de programa.

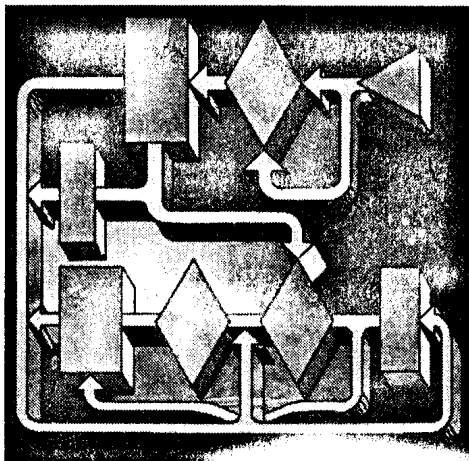
La principal diferencia, aparte de la complejidad, entre un computador y una simple calculadora de bolsillo, está precisamente en la programación. Una calculadora posee un cierto número de funciones matemáticas pre-programadas a las que se puede acceder presionando una simple tecla, por ejemplo, $\cos X$, Y^x , $\log X$, así como las funciones aritméticas básicas como $+$, $-$, $\times$, $\div$. Un computador, sin embargo, posee sólo las funciones aritméticas básicas y de lógica operativa: «si $x > y$, entonces...», y éstas han de ser escritas en el programa paso a paso. Ello hace que un computador sea infinitamente más versátil que una calculadora. La calculadora tiene su operatividad limitada a las funciones matemáticas disponibles en su teclado, mientras que en un computador se pueden realizar cualquier manipulación de datos o complejas operaciones matemáticas, construyendo en el programa la secuencia correcta de instrucciones.

Un sistema típico de computador consta de cuatro partes:

1. Una unidad separada (o a veces periférica) para la preparación (y a veces verificación también) de programas. Puede estar compuesta por un teletipo o una pantalla y por cinta perforada o sistema de tarjetas.
2. Una unidad - periférica de entrada/salida, como una lectora de cinta o tarjeta para leer el programa y los datos, y un perforador de cinta o tarjetas para obtener los resultados. Las unidades de preparación de programas y la de entrada/salida, se encuentran frecuentemente combinadas, especialmente en aquellos sistemas en los que el computador y el usuario se comunican entre sí directamente, por ejemplo,

En las dos décadas anteriores, la constante miniaturización y, sobre todo, la aparición de los circuitos integrados, han revolucionado la industria electrónica. Hoy en día, esta revolución es mucho más intensa en el campo, de la electrónica digital, especialmente en las áreas de proceso de datos y máquinas calculadoras. En efecto, la integración a gran escala (LSI) ha hecho posible que existan unidades de bajo precio, reducido tamaño y gran calidad, impensables hace diez años.

Los microprocesadores son el más claro ejemplo, y el artículo que presentamos intenta introducir al lector, de la forma más clara y sencilla posible, en este «mundo» de dispositivos de gran versatilidad.



bolígrafos luminosos, unidades de reconocimiento de la voz, etc.

3. Una unidad de memoria para almacenar los datos y las instrucciones del programa. Corrientemente, sin embargo, las memorias para programa y datos se encuentran separadas.

4. Una unidad central de proceso o procesador (CPU), que realiza las operaciones aritméticas y la comparación, manipulación y traslación de datos de acuerdo con las instrucciones del programa.

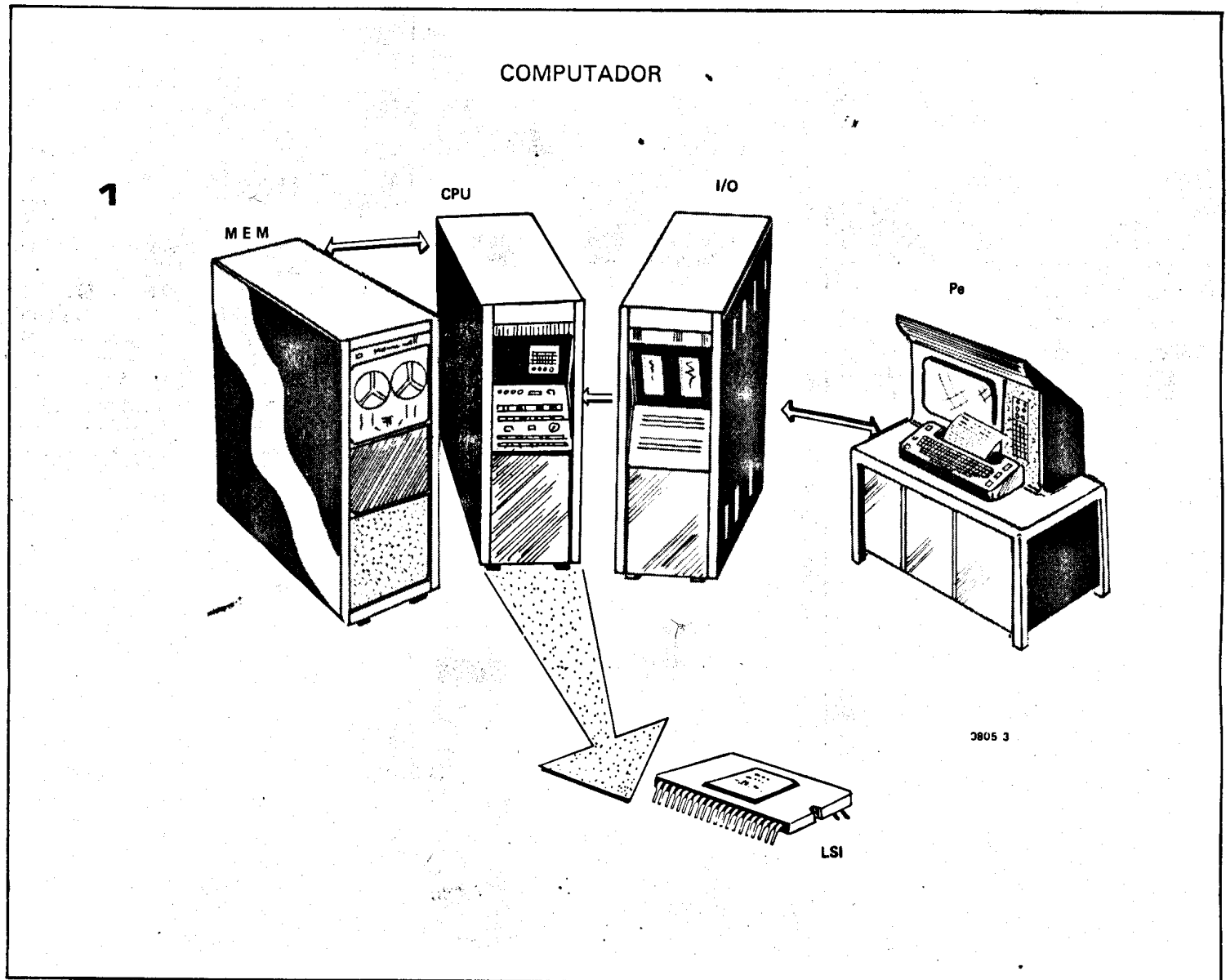
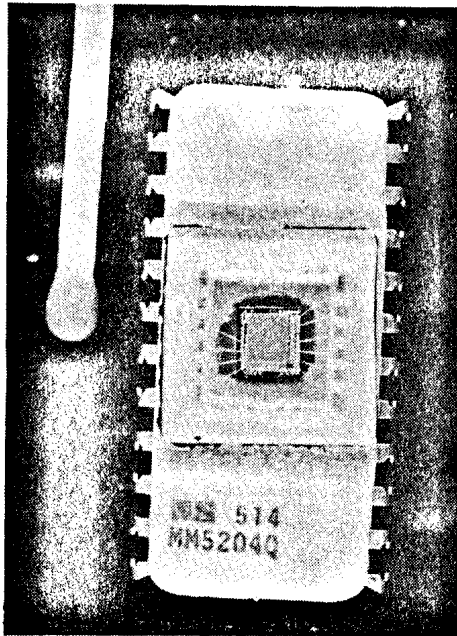
Muchos lectores habrán visto fotografías de computadores primitivos contruidos a base de válvulas, y se habrán preguntado el porqué de tanta complejidad. La respuesta es simple. Después de varios intentos iniciales para construir computadores operando en notación decimal, pronto se llegó a la conclusión de que en los grandes sistemas no era nada práctico representar electrónicamente los números decimales del 0 al 9. Era mucho más sencillo construir computadores que operasen en el sistema de numeración binario, ya que este sistema utiliza sólo los dígitos 0 y 1 (se representa el cero por «0» para no confundirlo con la letra «O»), los cuales pueden representarse electrónicamente por las condiciones de «apagado» y «encendido».

Un computador debe ser capaz de manejar y almacenar gran cantidad de información (números); almacenar un dígito de un número binario requiere un circuito electrónico que pueda ser llevado a un estado u otro dependiendo de si el dígito es 0 ó 1. Tal circuito es el llamado *flip-flop*. El manejar y almacenar muchos números requiere también el empleo de muchos *flip-flops*, y si pensamos que en la era de las válvulas, cada *flip-flop*, estaba compuesto por un doble triodo, no será difícil comprender por qué los computadores a válvulas eran tan voluminosos.

En aquella época, y dependiendo de la complejidad del sistema, cada una de las cuatro partes del computador ocupaba por sí sola una habitación entera. La aparición de los transistores hizo posible la construcción de computadores más pequeños, reduciéndose aún más este tamaño con la incorporación de los circuitos integrados TTL y posteriormente los MOS.

Finalmente, gracias al perfeccionamiento de la tecnología LSI-MOS, aparece en escena el microprocesador. Así, las funciones de la CPU, que con válvulas ocupaba varios racks y con transistores varias tarjetas de

Figura 0.—Un sistema computador comprende: una unidad de memoria (MEM), CPU, unidad de entrada/salida (I/O) y periféricos. El desarrollo de la tecnología LSI permite que la CPU pueda ser integrada en un sólo CI —el microprocesador—.



circuito impreso, pueden ser integradas en una sola pastilla de reducidas dimensiones. En cuanto a las memorias, la integración a gran escala ha hecho posible una drástica reducción en el tamaño físico de las mismas, y así podemos ver, hoy en día, memorias de enorme capacidad de almacenamiento, integradas en un solo *chip*.

Aplicaciones de los microprocesadores

La utilización más obvia que podemos pensar para un microprocesador, es como integrante de un sistema microcomputador, conjuntamente con las correspondientes

memorias y periféricos. A pesar de ello existen aplicaciones muy interesantes cuando se «dedica» al microprocesador en una tarea concreta.

Buen ejemplo de ello es la máquina de coser eléctrica lanzada al mercado por la firma Singer. Hasta su aparición, el proceso de cosido era puramente mecánico, con con-

juntos de levas y palancas operando con una secuencia prefijada. El proceso de fabricación era enormemente costoso si se querían fabricar modelos de máquinas con diferentes patrones de costura. Con una máquina controlada por microprocesador, el cambio es tan sencillo como cambiar el programa.

Similares argumentos pueden establecerse para las lavadoras superautomáticas. Normalmente, las secuencias de lavado son realizadas por medio de programadores de levas, y así, fabricar otro modelo con diferentes secuencias de lavado trae consigo grandes costos de producción. Con el empleo de microprocesadores, el diseño se puede hacer más flexible. En la fase de desarrollo, el programa se puede modificar cuantas veces sea preciso, con un costo muy bajo, y una vez perfeccionado, fabricar la memoria que se incorporará en la fase de producción. Si durante la producción se necesita un cambio en el diseño, lo único que se ha de sustituir es la memoria con el nuevo programa, lo cual es bastante más económico que rediseñar toda la parte mecánica de la lavadora.

Se puede afirmar que, en general, los microprocesadores ofrecen indudables ventajas en aquellas aplicaciones, en las que pueden reemplazar un gran número de partes mecánicas, electromecánicas o electrónicas, tal es el caso del control en la industria, aparatos electrodomésticos y automóviles.

Principios operativos

Resumiendo lo que hasta ahora conocemos acerca de los microprocesadores, podemos decir que su utilidad intrínseca es casi nula, si no son utilizados en combinación con algún dispositivo de entrada/salida para la comunicación de «máquina» con el «mundo exterior», así como con alguna forma de «memoria».

La memoria no sólo permite una renovación, a gran velocidad, de datos y pasos de programa, sino que también almacena los resultados de las operaciones, lo cual permite al computador la toma de decisiones en base a esos resultados. Sin la existencia de esta memoria, nada de lo anterior sería posible.

Pasemos ahora a conocer algo más acerca de los tipos de información del microprocesador y de las memorias.

Digitalización

La información a procesar por un sistema de computador es convertida previamente a código binario, o alguno derivado de él. Como cualquier dígito de un número binario adopta uno de los dos posibles valores —0 ó 1—, la representación de dígitos binarios es muy fácil para un sistema electrónico (por ejemplo, con la presencia o ausencia de tensión, con el cierre o apertura de un interruptor, etc.).

Los dígitos decimales, letras y símbolos pueden ser representados por un código binario de varios BITS (BIT es la abreviatura inglesa de: dígito binario), y un ejemplo de ello es el conocido código ASCII (abre-

viatura de «American Standard Code for Information Interchange»), reproducido en la tabla 1. En este código, todas las letras del alfabeto, caracteres numéricos, signos de puntuación y otros símbolos, están representados por PALABRAS binarias de 8 bits (en la tabla figuran sólo 7 bits, pues no se incluye, por claridad, el «bit de paridad»). Una palabra es un conjunto paralelo de bits. A la palabra de 8 bits se le conoce con el nombre de OCTETO o, en general, BYTE. La importancia de la longitud de las palabras con respecto a las memorias y microprocesadores se explicará más adelante.

Memorias

Como ya sabemos, en un sistema de computador, los datos e instrucciones de programa se almacenan en una memoria. Cada «celda» de la memoria puede almacenar un bit, estando normalmente las memorias constituidas por varios miles de estas celdas. El conjunto de celdas en las que se almacena una palabra de llama POSICION (figura 1). En la figura 2, tenemos la representación de una posición que contiene un byte. Para poder introducir información («datos») en memoria, y para sacarla de ella, cada posición de memoria viene dada por se DIRECCION. La dirección, es, pues, una palabra binaria que define la posición.

Es importante saber distinguir entre lo que es «dirección de una posición de memoria», y los «datos» que pueden ser almacenados en esa posición». Ambas son palabras binarias, pero una de ellas es fija (la dirección) y la otra puede cambiar (datos).

Una memoria puede asemejarse a un sistema de archivo, como se ve en la figura 3. En ella, las posiciones son los cajones del archivador en los cuales los datos (papeles) pueden ser colocados, o de los cuales pueden ser retirados. Las posiciones (cajones) tienen una dirección (números del 1 al 5), pero, por supuesto, la dirección de un cajón no nos dice nada acerca de los papeles contenidos en el mismo sino solamente donde pueden ser encontrados.

El número de posiciones que pueden existir

en la memoria de un (micro)computador está determinado por el número de bits disponibles para las direcciones. En la práctica, la dirección cero no está normalmente asociada con una posición, y por ello, el número de posiciones de una memoria es $2^n - 1$, donde «n» es el número de bits empleados en formar la dirección de las posiciones. En memorias de gran capacidad, la notación binaria de las direcciones presenta bastantes inconvenientes. Por ejemplo, si la dirección comprende 16 bits, el número de posiciones será $2^{16} - 1 = 65.535$, lo cual no es demasiado largo en decimal, pero representado en binario, la posición final sería: 1111111111111111. Ya que escribir las direcciones en papel (en binario) no es muy manejable, y escribirlas en decimal y luego convertirlas en binario para el computador es muy laborioso, es preciso buscar una solución de compromiso; necesitamos un sistema que sea fácil de escribir y fácil de convertir.

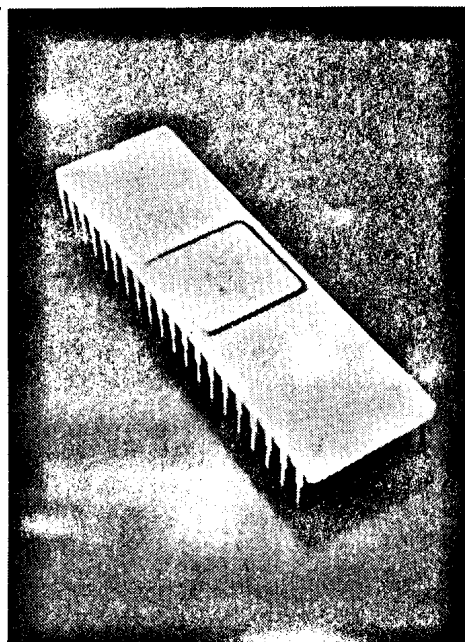
Para ello existen ya dos sistemas: el hexadecimal y el octal. En la notación hexadecimal, el número binario es primeramente «troceado» en grupos de 4 bits. Cada grupo de 4 bits se reemplaza por un solo símbolo, de forma que existirán dieciséis símbolos correspondientes a las dieciséis posibles combinaciones de los 4 bits. Los símbolos usados son los dígitos del 0 al 9 para 0000 hasta 1001 y las letras del abecedario de A a la F para 1010 hasta 1111. de esta forma, un número binario de 16 bits puede ser representado por cuatro símbolos hexadecimales. Por ejemplo: 1110, 0101, 1111, 0010, sería en hexadecimal E5F2. El código hexadecimal es muy fácil de escribir, y también de convertir en binario o en decimal, como se ve en el ejemplo de la figura 4. En la tabla 2 se ve cómo se pasa de la notación decimal a la notación hexadecimal.

Otro sistema de uso común es la notación octal. En este caso, el número binario es «troceado» en grupos de 3 bits, representándose las 8 posibles combinaciones de estos 3 bits por los números decimales del 0 al 7. Aquí también es fácil convertir un número en notación octal a los sistemas binario o decimal, como se ve en la figura 5. Cuando se trabaja con estos sistemas diferentes de numeración, hay que tener especial cuidado en no confundir uno con otro, ya que por ejemplo:

372 (en octal) = 011, 111, 010 =
= 250 (decimal), mientras que:
372 (hexadecimal) = 0011, 0111, 0010 =
= 883 (decimal).

Una memoria se puede representar simplemente como un bloque dotado con una entrada de dirección y una entrada-salida de datos (o «puertas»), ambas con tantas líneas de entrada como bits haya en las palabras de dirección y de datos, respectivamente.

Llegados a este punto, es necesario distinguir entre dos clases principales de memorias, las ROM (memorias de sólo lectura) y las RAM (memorias de acceso aleatorio). La información contenida en una ROM es fija en el momento de fabricarla, y no puede ser alterada. Es decir, en una ROM



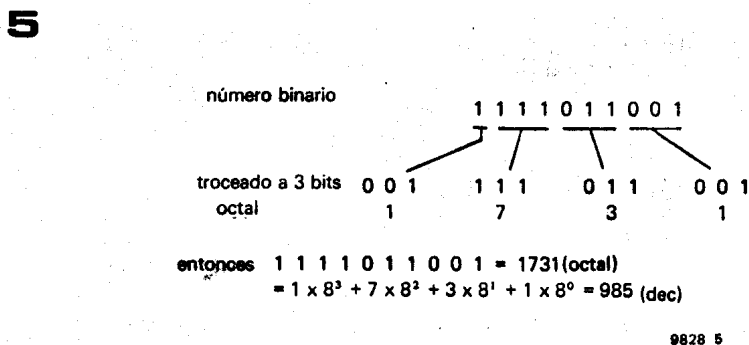
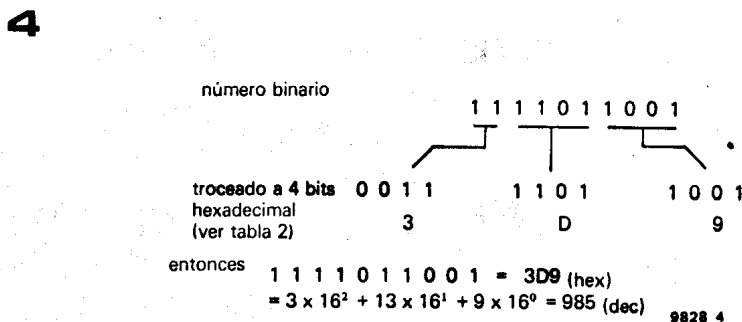
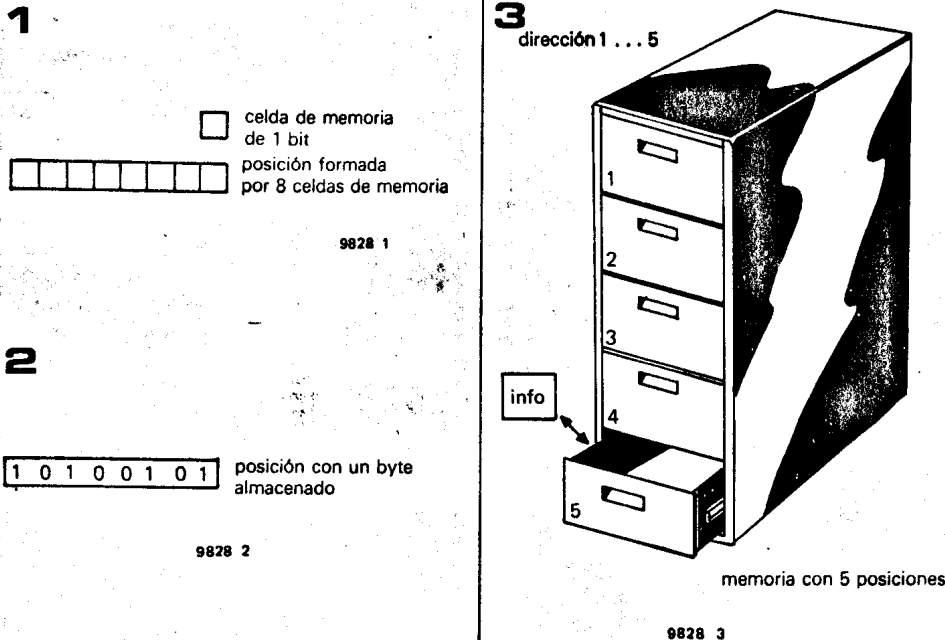


Tabla 1

CODIGO ASCII DE 7 BITS

1000000	@	01100000	0
1000001	A	01100001	1
1000010	B	01100010	2
1000011	C	01100011	3
1000100	D	01100100	4
1000101	E	01100101	5
1000110	F	01100110	6
1000111	G	01100111	7
1001000	H	01101000	8
1001001	I	01101001	9
1001010	J	01101010	:
1001011	K	01101011	;
1001100	L	01101100	<
1001101	M	01101101	=
1001110	N	01101110	>
1001111	O	01101111	?
1010000	P		
1010001	Q	11000001	a
1010010	R	11000010	b
1010011	S	11000011	c
1010100	T	11000100	d
1010101	U	11000101	e
1010110	V	11000110	f
1010111	W	11000111	g
1011000	X	11001000	h
1011001	Y	11001001	i
1011010	Z	11001010	j
1011011	[	11001011	k
1011100	\	11001100	l
1011101	]	11001101	m
1011110	^	11001110	n
1011111	SUBRAYADO	11001111	o
0100000	ESPACIO	11100000	p
0100001	!	11100001	q
0100010	"	11100010	r
0100011	#	11100011	s
0100100	\$	11100100	t
0100101	%	11100101	u
0100110	&	11100110	v
0100111	'	11100111	w
0101000	(	11101000	x
0101001	)	11101001	y
0101010	*	11101010	z
0101011	+		
0101100	COMA		
0101101	GUIÓN		
0101110	PERIODO		
0101111	/		

la información sólo puede ser leída, y eso aplicando la dirección apropiada por su entrada; las memorias de tipo ROM se utilizan frecuentemente para almacenar programas prefijados en aplicaciones concretas de los microprocesadores. Por el contrario, en una RAM los datos pueden ser escritos en ella y leídos de ella. Las memorias de tipo RAM se utilizan para cortos almacenamientos de datos. Además de las puertas de dirección y de datos, las RAM están equipadas con una línea de permisión de lectura/escritura, cuyo estado lógico determina si la aplicación de una dirección ha de hacer que los datos almacenados aparezcan en la salida, o que puedan ser introducidos nuevos datos en esa posición. Una RAM puede estar equipada con entrada y salida de datos separadas, o bien la misma «puerta» puede servir para las dos cosas.

ROMs

Como explicábamos antes, la información almacenada en una ROM es fija en el momento de su fabricación. A pesar de ello, también existe un tipo de ROM programable (PROM). Las memorias PROM se suministran con los contenidos en memoria establecidos a 0 o a 1, dependiendo del tipo. Posteriormente, cualquier información que el cliente desea incluir en memoria puede ser escrita en ella utilizando un equipo especial de programación. Pero existe un problema; una PROM sólo se puede programar una vez, y si se comete un error de más de 1 bit, la PROM no sirve; y por supuesto, cualquier modificación de programa es imposible de realizar. Todo ello movió a los fabricantes al de-

sarrollo de una nueva memoria, la ROM RE-programable, o abreviadamente REPRM. Este nuevo tipo de ROM permite almacenar datos en ella de forma permanente (como la PROM), pero, sin embargo, el proceso de programación no es irreversible. En efecto, en la construcción de las REPRM se deja una ventanita encima del chip, por la cual pueden ser borrados los datos: basta exponer el chip a una fuente de luz ultravioleta. Cualquier error en la programación podrá ser corregido borrando toda la memoria y volviendo a empezar. Una memoria similar a la REPRM es la llamada ROM-alterable-eléctricamente, o bien EAROM. Su principal diferencia es que tanto la programación como el borrado se realizan utilizando elevadas tensiones. Las REPRMs y EAROMs se utilizan a menudo para reemplazar a una ROM o

Figura 1. — Representación simbólica de una celda de memoria y una posición formada por 8 celdas.

Figura 2. — Un ejemplo de byte (palabra de 8 bits) almacenado en una posición.

Figura 3. — Simple analogía de una memoria con un sistema de archivo. Las posiciones son cajones, las direcciones los números de los cajones y los datos los documentos archivados en los cajones.

Figura 4. — Ejemplo de conversión de un número binario a hexadecimal, y de hexadecimal a decimal.

Figura 5. — Ejemplo de conversión de un número binario a octal, y de octal a decimal.

Tabla 1. — Dígitos, letras y símbolos pueden representarse como números binarios, como lo demuestra el conocido código ASCII.

Tabla 2. — En el sistema de numeración hexadecimal los números binarios de 4 bits se pueden representar por dígitos decimales complementados con las letras de la A a la F.

Tabla 3. — Comparación de números expresados en decimal, binario, hexadecimal y octal.

Tabla 2

Decimal	Binario	Hexadecimal
0	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0000 =$	0
1	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0001 =$	1
2	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0010 =$	2
3	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0011 =$	3
4	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0100 =$	4
5	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0101 =$	5
6	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0110 =$	6
7	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0111 =$	7
8	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1000 =$	8
9	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1001 =$	9
10	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1010 =$	A
11	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1011 =$	B
12	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1100 =$	C
13	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1101 =$	D
14	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1110 =$	E
15	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1111 =$	F

Tabla 3

Decimal	Binario	Hexadecimal	Octal
0	00000000	0	0
1	00000001	1	1
2	00000010	2	2
3	00000011	3	3
4	00000100	4	4
5	00000101	5	5
6	00000110	6	6
7	00000111	7	7
8	00001000	8	10
9	00001001	9	11
10	00001010	A	12
11	00001011	B	13
12	00001100	C	14
13	00001101	D	15
14	00001110	E	16
15	00001111	F	17
16	00010000	10	20
17	00010001	11	21
18	00010010	12	22
19	00010011	13	23
20	00010100	14	24
etc.	etc.	etc.	etc.

PROM en la fase de desarrollo, en la cual el programa puede estar sujeto a cambios antes de su fijación definitiva. Cuando éste queda determinado, se utilizan ya las ROMs o PROMs en el producto final.

A pesar de sus diferencias, los cuatro tipos (ROM, PROM, REPROM y EAROM) tienen una cosa en común, y es que en su utilización normal como parte de un sistema de (micro) computador, la información almacenada en esas memorias no puede cambiarse. Los datos sólo pueden ser leídos de ellas, nunca ser escritos en ellas.

RAMs

Las RAMs se utilizan en aquellas aplicaciones donde es necesario estar cambiando continuamente los datos de memoria, y exis-

ten dos grandes categorías básicas: estática y dinámica.

Las RAMs estáticas utilizan la capacidad de almacenamiento inherente a los dispositivos biestables, tales como flip-flops. Una RAM estática almacenará la información hasta que la cambiemos, o bien hasta que se desconecte la alimentación. En cambio, las RAMs dinámicas almacenan los datos por carga de condensadores, normalmente las capacidades de puerta de un MOSFET. Debido a la tendencia de este tipo de carga a desaparecer después de unos pocos milisegundos, las RAMs dinámicas deben ser «refrescadas» continuamente para mantener su carga y evitar que los datos se pierdan. En las RAMs modernas, el ciclo de refresco es un proceso automático que tiene lugar cada pocos milisegundos.

La desventaja principal de ambos tipos de

RAM es que la memoria es volátil, o sea que al faltar la tensión, los datos se pierden. Esto hace que la RAM no sea el tipo más indicado de memoria para el almacenamiento de información durante largos periodos. En cambio, las ROMs almacenan indefinidamente la información, ya que los datos están almacenados en su propia estructura física, la cual no depende del estado de ningún circuito eléctrico.

Longitud de palabra en memoria

Existen dos métodos de transmisión y manipulación de datos: serie y paralelo. La manipulación serie significa que cada bit unitario es procesado en secuencia uno des-

pués de otro. En tal caso, la memoria tendrá sólo una línea de entrada, donde los bits serán escritos o leídos; esto supone bastante desperdicio de tiempo. El proceso paralelo significa que tanto la memoria como las demás partes del sistema tienen tantas líneas de entrada/salida como bits tenga la palabra, y todos los bits son simultáneamente manipulados. Solamente se requiere una dirección (de tantos bits como líneas de entrada/salida haya), para definir la posición. El proceso paralelo tiene ventajas de comodidad y rapidez frente al serie. El tamaño de una memoria se define en términos del número de palabras que puede almacenar y la máxima longitud de la palabra permisible. Por ejemplo, decir que una memoria es de «1024 × 8 bit», significa que puede almacenar 1024 palabras de 8 bits.

BUS

Se llama BUS al conjunto de líneas por las cuales la información puede ser transferida en paralelo (por ejemplo, los 16 bits de una dirección).

En un sistema de computador, debe poderse tener acceso a la memoria: externamente a través de la unidad entrada/salida, o internamente por medio de la CPU. Por ello, tanto la memoria, como la CPU y la unidad I/O (entrada-salida) deben estar conectadas a un «bus de direcciones» y a un «bus de datos». Los buses son, ni más ni menos que simples cables multipolares que interconectan las tres secciones citadas. Por este motivo, la tecnología convencional TTL o la MOS no pueden ser utilizadas, ya que las salidas «chocarían» unas con otras: hace falta un sistema que pueda tener tres condiciones de salida: 0, 1 y fuera de acción. Estos requisitos los cumple la llamada LOGICA DE TRES ESTADOS, cuyo principio ilustra la figura 8. Cuando el transistor inferior conecta (a), la salida se coloca a nivel lógico «0»; cuando el transistor superior conecta (b), la salida se coloca a nivel lógico «1». Si ningún transistor está en conducción, la salida es flotante y presenta una impedancia elevada. Cuando una salida no se utiliza, se coloca en el estado de alta impedancia para que no cargue la salida que se halle en uso. De este modo las entradas y las secciones de entrada de las «puertas» I/O pueden estar conectadas permanentemente al bus, ya que debido a su gran impedancia no cargarán el bus de forma apreciable.

De todo lo anterior se desprende la necesidad de algún tipo de control que coloque a las distintas «puertas» del sistema en el estado correcto para cualquier particular transferencia de datos. Este control se realiza por un tercer bus, conocido como «bus de control» (figura 9).

La CPU

Explicaremos ahora la función de la «Unidad Central de Procesos» o CPU; en realidad, una unidad microprocesadora (MPU) es una CPU en miniatura.

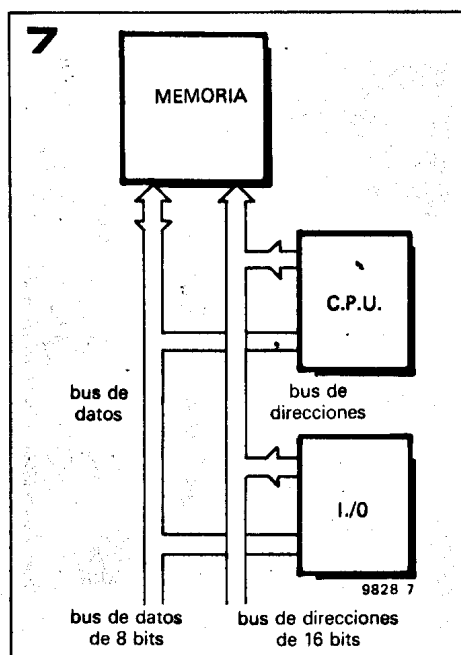
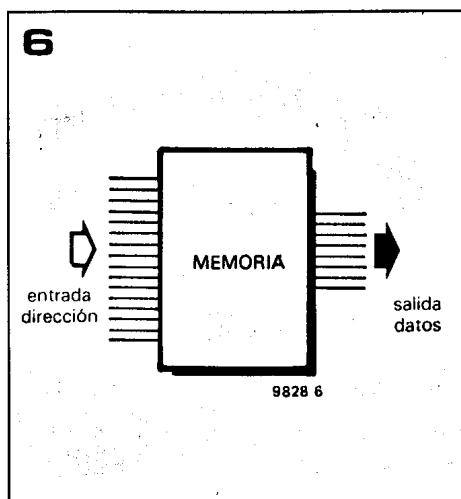


Figura 6.—Representación de una memoria como un bloque con una entrada de direcciones de 16 bits y una salida de datos de 8 bits.

Figura 7.—La comunicación interna del microprocesador se realiza sobre bases para datos y direcciones.

Figura 8.—Una salida lógica de 3 estados puede comportarse como salida lógica normal, o puede colocarse en un estado de alta impedancia para aislarla del bus.

Figura 9.—El bus de control coordina la interconexión de las diversas unidades a los buses de dirección y datos.

Figura 10.—Diagrama de bloques de una CPU.

La CPU es algo así como el «cerebro» del sistema microcomputador, y su misión es la de controlar el funcionamiento de las demás unidades que integran el sistema, así como procesar los datos (de acuerdo con el programa) para producir resultados utilizables. ¿Qué es lo que constituye un programa? En resumidas cuentas, un programa es una secuencia lógica de INSTRUCCIONES que han sido introducidas en memoria por el programador con el fin de indicar a la CPU qué operaciones han de realizarse con los datos. Lo que pueden ser las instrucciones depende del llamado JUEGO DE INSTRUCCIONES de un chip MPU concreto. Más tarde discutiremos algunas instrucciones típicas.

La figura 10 muestra un clásico diagrama de bloques de una CPU. El funcionamiento de los diferentes bloques es como sigue:

Registro de direcciones (AR): Es un almacén temporal para direcciones, y su salida es el bus de direcciones.

Contador de programa (PC): Sirve para contar los pasos del programa. Su salida se conecta, a través del registro de direcciones, al bus de direcciones para acceder a la memoria y tener acceso a las instrucciones del programa.

Registro de datos (DR): Almacena temporalmente los datos «sacados» de la memoria.

Decodificador de instrucciones (ID): Toma las instrucciones del programa (que se han recuperado de la memoria), las decodifica y las envía a la unidad de control.

Unidad de control (CU): Consiste básicamente en un sistema de contadores y puertas lógicas, gobernados por el generador de reloj. Sus salidas controlan las demás unidades del microprocesador y aseguran que las operaciones se realizan en el orden correcto.

Acumulador (ACC): Es simplemente un registro para almacenamiento temporal de datos.

Unidad aritmética y lógica (ALU): Es la parte más importante de la CPU, en la cual se realizan todas las manipulaciones y operaciones con los datos.

Para comprender el funcionamiento de la CPU, consideraremos un programa sencillo. Supongamos dos números x y y que han de ser sumados, y cuyo resultado z ha de ser almacenado en memoria. Sean A , B y C las direcciones de las posiciones en las cuales están almacenados x , y y z , respectivamente.

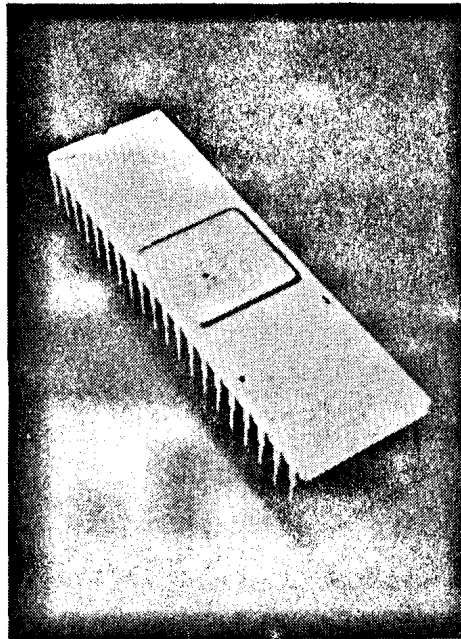
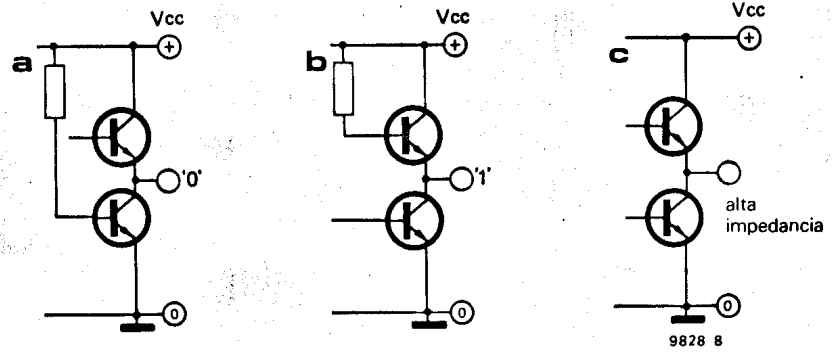
Aunque parezca una incongruencia, un microprocesador es una máquina tonta. Incluso para una simple suma como ésta, necesita una serie detallada de instrucciones paso por paso. En nuestro ejemplo, el primer paso es recuperar el primer número, x , de la memoria y transferirlo a la CPU, lo cual requiere dos pasos de programa: LO-AD (cargar) y dirección de A . Esas instrucciones se almacenan también en la memoria, por ejemplo, en las direcciones 0001 y 0002 (hex), respectivamente, como se muestra en la figura 11.

La secuencia de eventos se inicia con el contador de programa puesto en la primera dirección: 0001. Este número se almacenará en el registro de direcciones y se utilizará para acceder a la memoria. Los datos almacenados en la posición 0001 consistirán en

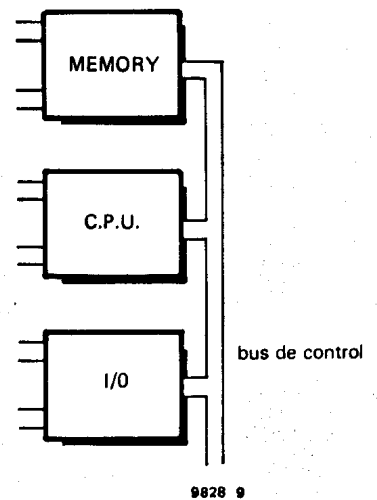
la instrucción LOAD, y serán leídos en el bus de datos y de allí irán al registro de datos y decodificador de instrucciones. La instrucción se decodifica (interpreta) y la unidad de control prepara la CPU para ejecutar la instrucción. La CPU necesita conocer ahora la posición del número que ha de ser cargado, así que el contador de programa se incrementa a 0002 (normalmente el incremento del contador de programa es 1, salvo que se indique lo contrario), este número aparece ahora en la salida del registro de direcciones para direccionar la memoria. En la posición 0002 se almacenó el segundo paso de programa: dirección de A, en este ejemplo 0001. Esta dirección se recupera de la memoria por el bus de datos, y es cargada en el registro de direcciones en lugar de hacerlo la salida del contador de programa. El dato (x) en la posición A se recupera de la memoria y se carga en el acumulador. Esto completa la «carga» de x, y los próximos pasos de este programa son «sumar y». Ya que no se ha ordenado aún a la CPU que se pare, el contador de programa será incrementado de nuevo y su salida (0003) almacenada en el registro de direcciones. El dato almacenado en la posición 0003 es la próxima instrucción cuyo nombre es ADD (del inglés sumar), ya que x e y han de ser sumados.

La CPU necesita ahora conocer la posición del número que se ha de sumar al contenido del acumulador; por ello, el contador de programa se incrementa de nuevo y se recupera el dato almacenado en la posición 0004. Ya que la CPU pregunta por una dirección, supone (correctamente) que este dato (0017) puede ser usado como dirección de la memoria y así recuperar el número y.

8

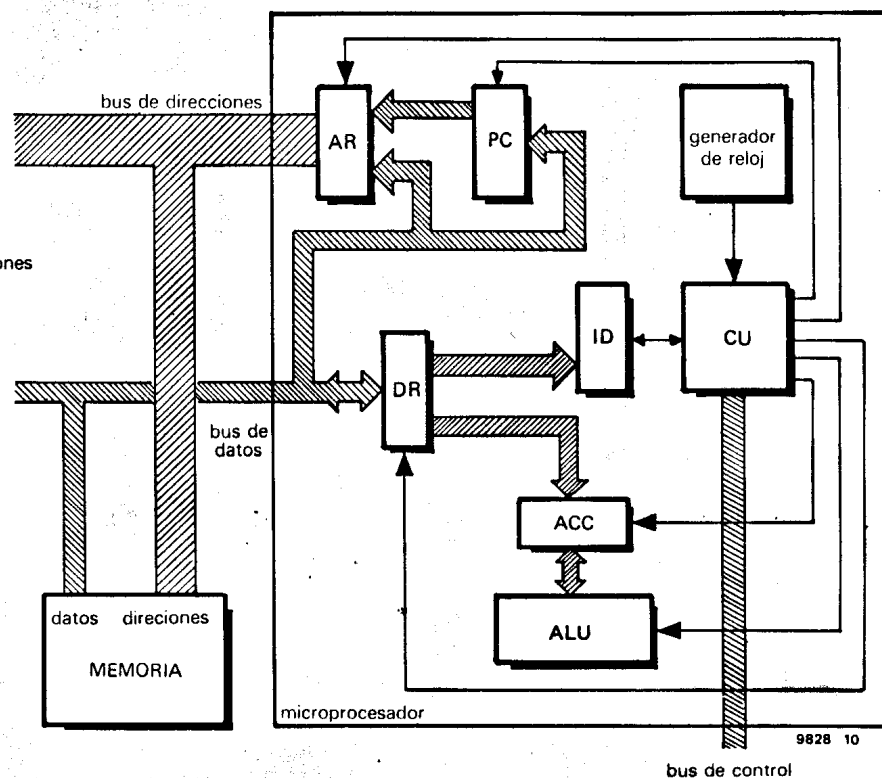


9



10

- AR = registro de direcciones^r
- PC = contador de programa
- DR = registro de datos
- ID = decodificador de instrucciones
- CU = unidad de control
- ACC = acumulador
- ALU = unidad aritmética y lógica



Como la instrucción previa fue ADD (y no LOAD), la unidad aritmética y lógica (ALU) se asegurará que este número sea añadido al contenido original *x* del acumulador.

La operación final es almacenar el resultado (*z*) de la suma en la posición C. El contador de programa se incrementa a 0005, este número direcciona la memoria, y se recupera la próxima instrucción: STORE (del inglés almacenar).

El contador de programa se incrementa a 0006, y *z* queda escrito en esa posición.

Pudiera parecer que esto completa el programa, pero aún queda una cosa por hacer, y es informar al microprocesador que se han realizado todas las instrucciones. El contador de programa se incrementa de nuevo (a 0007), y esta posición contiene a instrucción final: STOP. El decodificador de instrucciones envía este mensaje a la unidad de control, la cual se encarga de detener el contador de programa.

Queda claro que cada operación en el programa requiere dos pasos:

Primero: leer en la memoria la instrucción que se va a realizar; paso conocido con el nombre inglés FETCH (acceso).

Segundo: leer en la memoria el dato con el cual se realizará la operación; paso conocido con el nombre inglés EXECUTE (ejecución).

La ALU

Como se dijo anteriormente, la unidad aritmética y lógica es la parte más importante de la CPU, y se encarga de realizar todas las manipulaciones lógicas y operaciones aritméticas con los datos.

Una ALU es capaz de realizar las siguientes funciones:

- 1) Suma binaria (AAD).
- 2) Operaciones lógicas Booleanas (AND, OR, EXCLUSIVE OR).
- 3) Complemento/inversión (incluyendo funciones NOT).
- 4) Desplazamiento de datos uno o más lugares a la izquierda o a la derecha (función de «registro de desplazamiento»).

Los datos a manejar han de ser introducidos en el acumulador, quien después los transfiere al «Registro Buffer» de la ALU. Una ALU concebida para manejar datos en forma de palabras de 8 bits debe contener por ello las siguientes funciones lógicas: un registro de 8 bits, un sumador binario de 8 bits, 8 puertas lógicas AND-OR y EXOR (abreviatura de EXCLUSIVE OR), en la sección de Operaciones Booleanas; 8 inversores; un registro de desplazamiento de 8 bits; ver figura 21. En la práctica, no suelen estar presentes como tales todas estas funciones lógicas.) Y así, por ejemplo, las funciones AND y EXOR pueden ser realizadas por puertas OR complementadas con inversores. Estas funciones formarán parte del juego de instrucciones del MPU. Otro elemento importante de la ALU es el REGISTRO DE ESTADOS, y consiste básicamente en varios flip-flops capaces de almacenar cierta información conocida con el

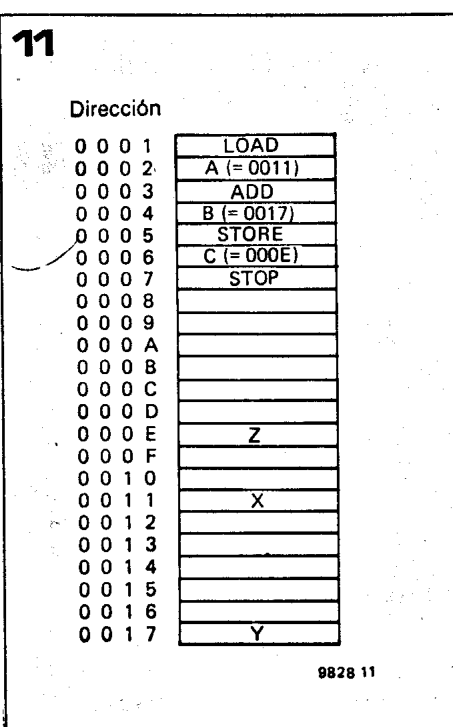
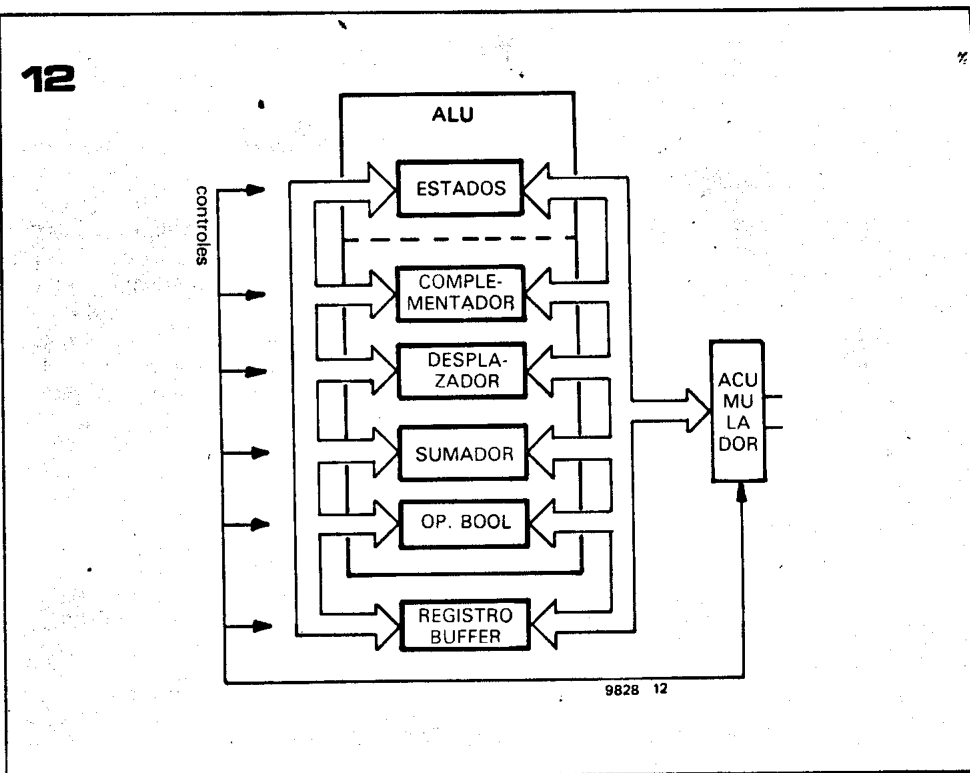


Figura 11.—Muestra la distribución en memoria de un programa para sumar *x* e *y* y almacenar el resultados, junto con los números *x*, *y*, y el resultado *z*.

Figura 12.—Diagrama de bloques de las funciones contenidas en la ALU de la figura 10.



nombre de «bandera» (en inglés FLAG). Ejemplo: la manipulación de datos en el acumulador puede producir un resultado negativo, en cuyo caso esta información sería almacenada en un flip-flop como un «bit-flag» llamado ESTADO SIGNO. El resultado de la manipulación puede ser cero, en cuyo caso se almacenaría un flag de ESTADO CERO. También puede ser resultado de una manipulación una palabra de longitud mayor de 8 bits, en cuyo caso se indicará por un ESTADO DE REBOSAMIENTO. Estos tres flags son más ampliamente conocidos por su nombre inglés, siendo, respectivamente, SIGN STATUS, ZERO STATUS y OVERFLOW STATUS.

Naturalmente, son posibles otros FLAGS, pero ello dependerá del tipo de pastilla MPU que se utilice.

Por tanto, queda fuera de lugar toda mayor

discusión sobre juegos de instrucciones y flags, si no hacemos referencia a un tipo particular de microprocesador.

El único camino real para aprender más acerca de microprocesadores es el de la experimentación personal en la programación de un sistema conocido.

Por este motivo, las discusiones en torno a los microprocesadores continuarán en ELEKTOR con una línea más práctica. En el próximo número hablaremos de los sistemas prácticos que hemos desarrollado en ELEKTOR.

Literatura:

«From the computer to the microprocessor». Hervé Tireford. Motorola.

«An introduction to microcomputer (vol. 1)». Adam Osborne. Sybex.

fuelle de alimentación estabilizada

Los circuitos integrados reguladores de tensión fija son ahora moneda corriente. Estos componentes de tres «patas» sólo eran capaces, al principio, de entregar una tensión regulada muy determinada (por ejemplo: 5 V por el LM 309). Existen ahora circuitos integrados, que añaden a la simplicidad de este tipo de reguladores la ventaja suplementaria de una tensión regulada variable.

Uno de estos circuitos integrados es el LM 317, de National Semiconductor, presentado en encapsulado TO-3 y TO-5 y que se diferencian por las letras K y H colocadas, respectivamente, a continuación del número tipo. En la figura 1, damos el patillaje de las dos versiones. A diferencia de los reguladores de salida fija, este circuito integrado no tiene una de las patillas conectadas a masa. El LM 317 funciona como regulador flotante: la tensión de control aplicada a la patilla 1 determina la tensión de salida. Dado que el circuito no está referenciado a masa, podrá regular tensiones elevadas, siempre, claro está, que no se sobrepase la tensión máxima entrada-salida.

En la tabla 1, damos las características eléctricas y los valores que no deben ser sobrepasados por el LM 317 y por las versiones de alta temperatura LM 217 y LM 117. La intensidad máxima disponible a la salida (valor típico 2,2 A. con encapsulado TO-3) y el rechazo de rizado de 68 dB., son características muy sobresalientes.

En la figura 2 describimos el esquema típico de utilización del LM 317. El divisor de ten-

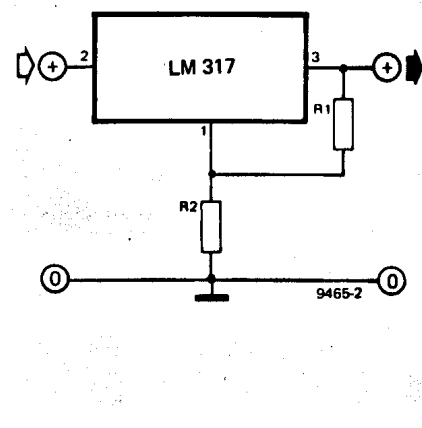
sión R_1/R_2 determina la tensión de control presente en la patilla 1. Variando esta tensión se varía salida. Entre la patilla 1 y la carcasa del integrado existe una tensión de, aproximadamente, 1,25 V., lo que supone una circulación permanente de intensidad a través de R_1 y R_2 . Existe, además, una corriente de fuga de unos 100 A. que sale de la patilla 1 a masa a través de R_2 . Por tanto, la tensión de salida estará por la ecuación:

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_L R_2$$

En donde I_f es la corriente de fuga.

En la práctica, es necesaria una corriente de carga de 4 mA. como mínimo, para que la regulación sea eficaz, para valores inferiores la tensión de salida será superior al valor elegido; para asegurar esta corriente mínima de carga R_1 tiene que tener un valor máximo de 470 Ω . De este modo: $I_f \approx 2\%$

2



de la I. de carga y puede despreciarse. El valor de R_2 será:

$$R_2 = \frac{(V_{out} - V_{ref}) R_1}{V_{ref}}$$

$$\text{o sea } = \frac{(V_{out} - 1.25) 270}{1.25}$$

La tolerancia del valor de la tensión de referencia hace que este valor de R_2 no sea muy exacto, por ello cuando se requiere una tensión regulada muy precisa, R_2 debe ser ajustable. Esta resistencia ajustable permitirá fijar la tensión de salida en el valor deseado.

Se pueden mejorar las características del circuito añadiendo algunos componentes externos, como indica la figura 3. Si el circuito integrado se monta alejado del condensador de desacoplo, debe montarse un condensador de tántalo de 1 μ F. muy cerca del CI, entre la patilla 2 y masa. El rechazo de rizado puede subirse a 80 dB., desacoplando la tensión de control por medio de un condensador de tántalo de 10 μ F. colocado entre la patilla 1 y masa. En las figuras 1 y 5 puede verse el efecto de este condensador. Puede añadirse también una pequeña capacidad de desacoplo a la salida. En la figura 6, puede verse la respuesta del circuito a un transitorio de intensidad con y sin condensadores de desacoplo. Los condensadores mejoran notablemente el aspecto de la curva.

Diodos de protección

Si se produce un cortocircuito a la entrada o a la salida, C_2 o C_3 se descargan a través del circuito integrado, lo que puede causar la destrucción. Los diodos D_1 y D_2 permiten la descarga a masa de los condensadores en caso de tal cortocircuito.

Variantes

La patilla de control del LM 317 supone la posibilidad de interesantes variantes al circuito de base. Por ejemplo, la tensión regulada puede ser controlada a distancia inter-

1

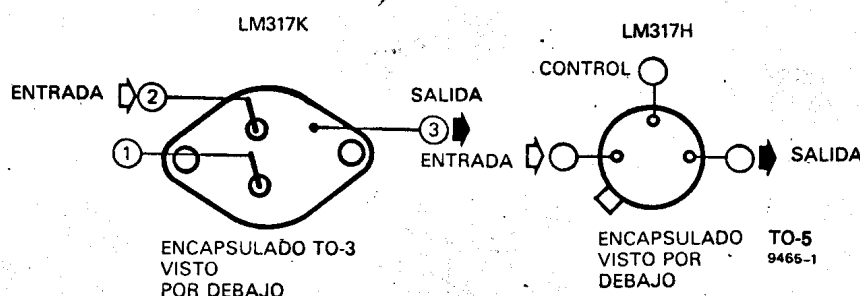


Figura 1.—Patillaje de los circuitos LM 317 H y LM317K

Figura 2.—Determinación de la tensión regulada por medio de dos resistencias.

Tabla 1.—Valores absolutos que no pueden ser sobrepasados y características eléctricas del LM 317.

calando un transistor NPN entre la patilla 1 y masa (Fig. 7). La presencia de una señal (TTL, por ejemplo) en la base del transistor lleva éste a saturación, provocando la caída a masa de la patilla de control, con lo que la tensión de salida cae a un valor ligeramente superior a V_{ref} . Si se quiere una fuente de tensión regulada con un tiempo de estabilización largo se puede utilizar el esquema de

la figura 8. En el momento de la puesta en marcha se carga C_2 a través de la unión emisor-base de T, llevando, al principio, el transistor a saturación, lo que implica llevar a masa la patilla de control. Ahora bien, a medida que el condensador se carga, disminuye la intensidad a través del transistor y va aumentando tensión de la salida del CI.

Valores máximos absolutos

Disipación	Limitación interna
Tensión máxima entrada-salida	40 V
Gama de temperaturas de la unión en funcionamiento	
LM 117	-55° C a +150° C
LM 217	-25° C a +150° C
LM 317	0° C a +125° C
Temperaturas de almacenamiento	-65° C a +150° C
Temperatura de las pastillas en la soldadura (máx. 10 segundos)	

1b

Características eléctricas (nota 1).

Parámetro	Condiciones							Unidades
		Mín.	Tip.	Máx.	Mín.	Tip.	Máx.	
Regulación de línea	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} < V_{in} - V_{out} < 40\text{V}$ (Nota 2)		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Regulación de carga	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{mA} < I_{out} < I_{max}$ $V_{out} < 5\text{V}$, (Nota 2) $V_{out} > 5\text{V}$, (Nota 2)		5 0.1 50	15 0.3 100		5 0.1 50	25 0.5 100	mV % μA
Intensidad en la patilla de control	$10\text{mA} < I_L < I_{max}$		0.2	5		0.2	5	μA
Variación de la intensidad de control	$2.5\text{V} < (V_{in} - V_{out}) < 40\text{V}$							
Tensión de referencia	$3 < (V_{in} - V_{out}) < 40\text{V}$, (Nota 3) $10\text{mA} < I_{out} < I_{max}$, $P < P_{max}$ $3\text{V} < V_{in} - V_{out} < 40\text{V}$, (Nota 2) $10\text{mA} < I_{out} < I_{max}$, (Nota 2)	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Regulación de línea	$V_{out} < 5\text{V}$		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Regulación de carga	$V_{out} > 5\text{V}$		20 0.3	50 1		20 0.3	70 1.5	mV %
Estabilidad de temperatura	$T_{min} < T_j < T_{max}$		1			1		%
Corriente mínima de carga	$V_{in} - V_{out} = 40\text{V}$		3.5	5		3.5	10	mA
Intensidad máxima	$V_{in} - V_{out} < 15\text{V}$							
	Encapsulado H	1.5	2.2		1.5	2.2		A
	Encapsulado K	0.5	0.8		0.5	0.8		A
	$V_{in} - V_{out} = 40\text{V}$							
	Encapsulado H		0.4			0.4		A
	Encapsulado K		0.07			0.07		A
Ruido eficaz a la salida (% de U_s)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} < f < 10\text{kHz}$		0.003			0.003		%
Atenuación de rizado	$V_{out} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$ $C_{adj} = 10\mu\text{F}$	66	65 80		66	65 80		dB dB
Estabilidad a largo plazo	$T_A = 125^\circ\text{C}$		0.3	1		0.3	1	%
Resistencia térmica unión-caja	Encapsulado H		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$
	Encapsulado K		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C/W}$

NOTA 1.—A falta de otras especificaciones particulares, estas características se aplican para: $-55^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$ en el caso del LM 117; $-25^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$ en el caso del LM 217, y $0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$ para el LM 317; $U_s - U_o = 5\text{V}$, e $I_s = 0, 1\text{A}$ para encapsulado TO-5 e $I_s = 0,5\text{A}$ para encapsulados TO-3 y TO-220. Aunque la disipación está intrínsecamente limitada, estas características se aplican para potencias disipadas 2 W para encapsulado TO-5 y 20 W para encapsulado TO-3 y TO-220. I_{max} es 1,5 A para TO-3 y TO-220, mientras que es 0,5 A para TO-5.

NOTA 2.—La regulación se mide a temperatura constante en la unión. Las variaciones de la tensión de salida debidas a efectos de calentamiento se tienen en cuenta separadamente. Las medidas se efectúan por medio de pulsos con bajo factor de recurrencia.

NOTA 3.—Es posible suministrar estos componentes con baja tolerancia de tensión de referencia.

Figura 3.—El rechazo de rizado y de las interferencias de línea mejora si se añaden condensadores de desacoplo; en este caso son imprescindibles los diodos de protección.

Figura 4.—Rechazo de rizado en función de la tensión de salida con (A) y sin (B) el condensador C_2 .

Figura 5.—Rechazo de interferencias de línea en función de la frecuencia con (A) y sin (B) el condensador C_2 .

Figura 6.—Respuesta de la fuente ante un brusco aumento de la intensidad de salida con (trazos) y sin (trazo continuo) condensadores de desacoplo.

Figura 7.—Control del regulador por medio de un transistor NPN

Figura 8.—Fuente de alimentación con estabilización lenta a la conexión.

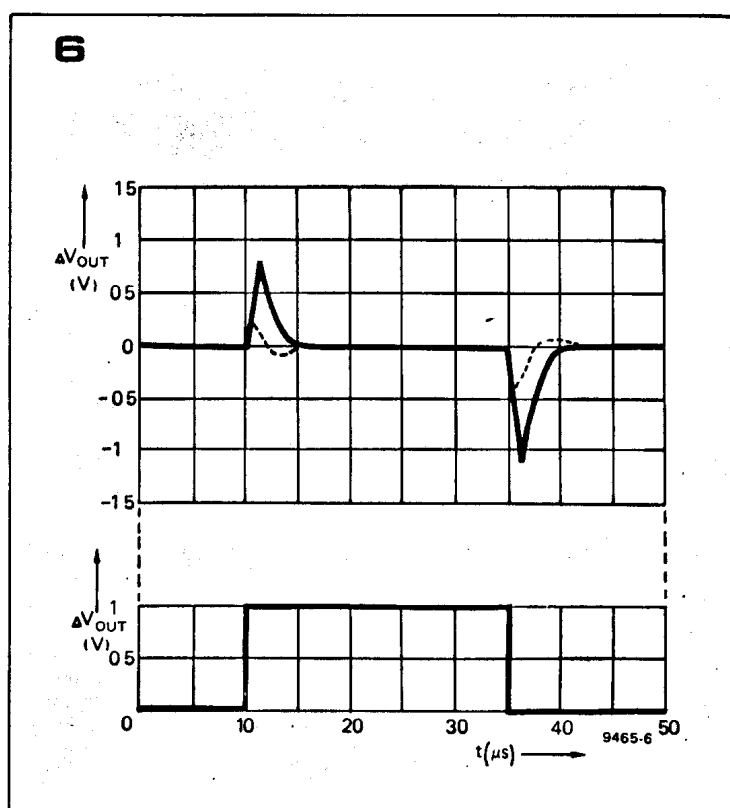
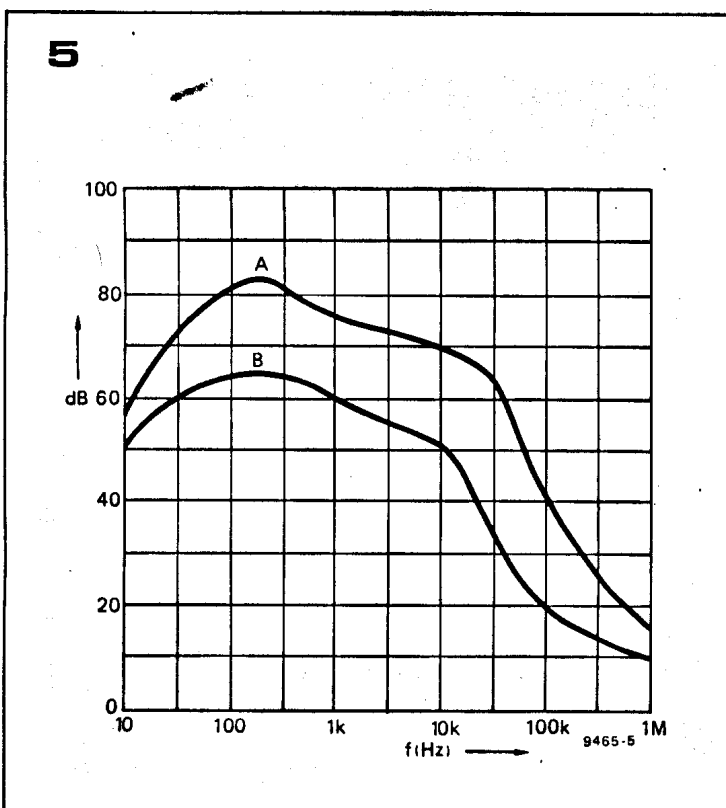
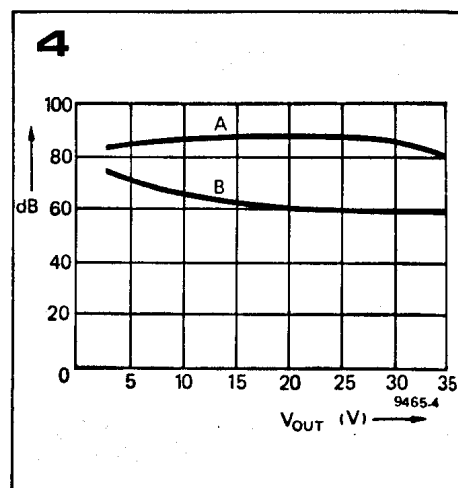
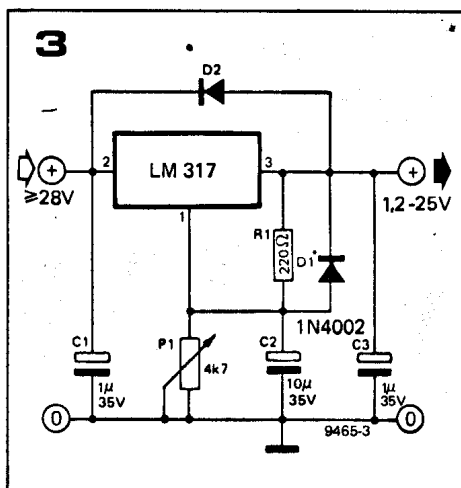
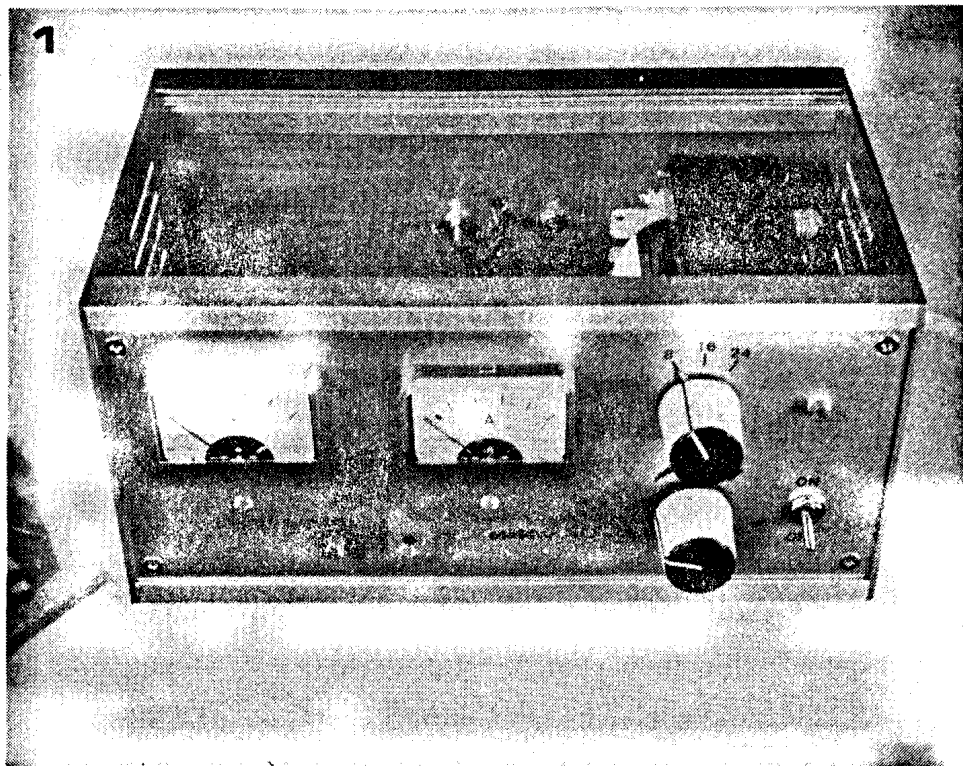
Figura 9.—El LM 317 como fuente de intensidad.

Figura 10.—Esquema práctico de una fuente de alimentación estabilizada empleando el LM 317.

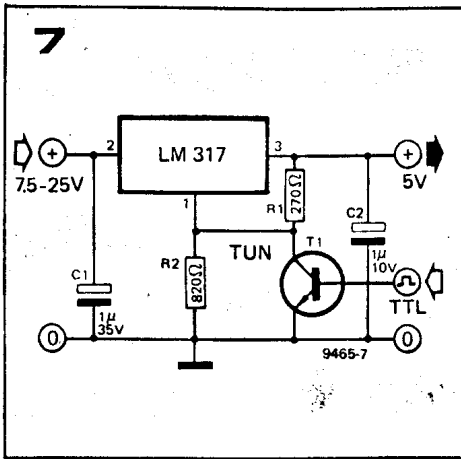
Figuras 11 y 12.—Circuito impreso, y disposición de componentes de la fuente de alimentación estabilizada.

Fotografía 1.—Fuente de alimentación de laboratorio.

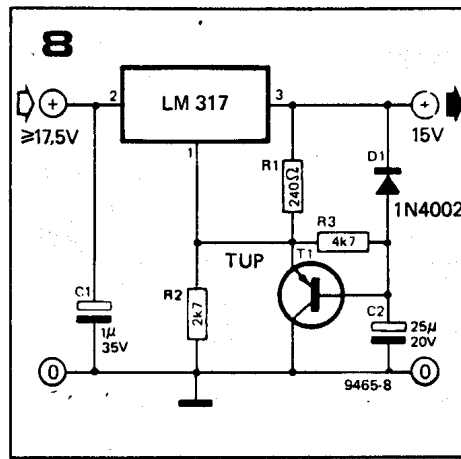
Fotografía 2.—El circuito impreso de la figura 11 se utiliza como módulo de alimentación y va montado directamente sobre el disipador.



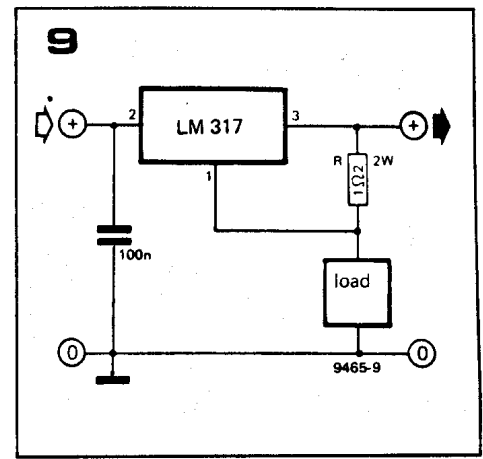
7



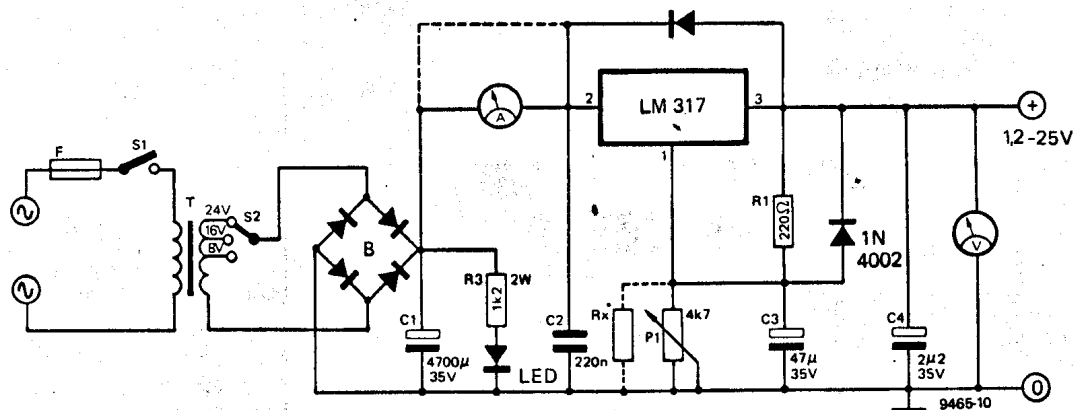
8



9

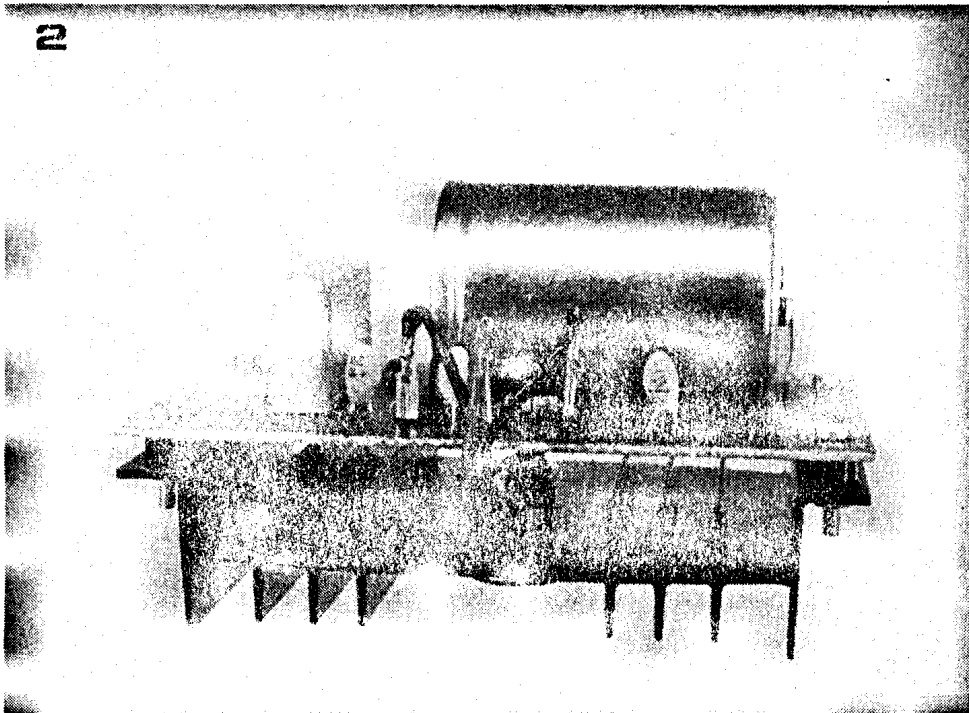


10



* Ver texto

2



El circuito integrado puede montarse también como fuente de intensidad constante. Si se intercala una resistencia R entre la patilla 1 del CI y su carcasa tendremos una corriente $\frac{V_{ref}}{R}$ que será la misma que circula por la carga si ésta se conecta entre la patilla 1 y masa (despreciando la corriente de fuga). En la figura 9 tenemos la configuración del circuito.

Realización práctica de una fuente de alimentación

En la figura 10 damos el circuito de una fuente de alimentación que puede emplearse tanto para equipos como de laboratorio. Esta fuente puede proporcionar tensiones

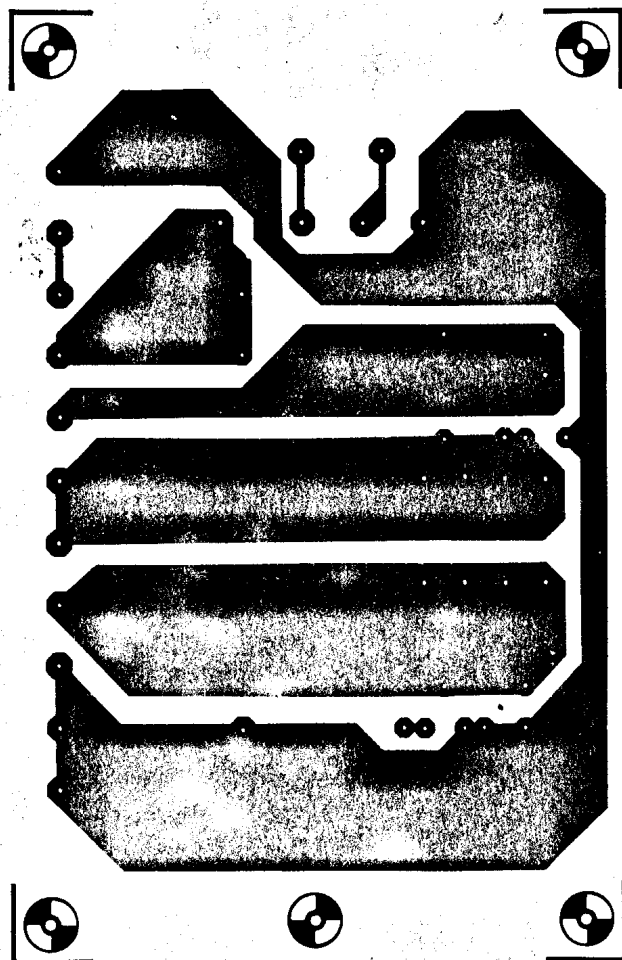
entre 1,2 y 25 V. y puede variarse la tensión de salida en todo ese rango con una tensión de entrada de 36 V. Sin embargo, en aquellos casos en que se opere con baja tensión de salida y alta intensidad, la caída de tensión en el circuito integrado puede llegar a ser tal que entren en funcionamiento los circuitos de limitación internos interrumpiéndose la estabilización de tensión. Para evitar esto se utiliza un transformador con tres tomas en el secundario, correspondiente a tensiones de 8, 15 y 25 V.

Con el P_1 en su máximo valor se varía R_x hasta obtener 25 V. de salida. En esta operación, S_2 deberá estar en la posición de 25 V. En efecto, es absurdo querer estabilizar la tensión de salida en 25 V. si la tensión de entrada está seleccionada en 8. Si se intenta esto último el CI dejará de estabilizar y aparecerá en la salida un rizado residual de cierta importancia. Así pues, la posición de S_2 debe estar acorde con la tensión de salida deseada.

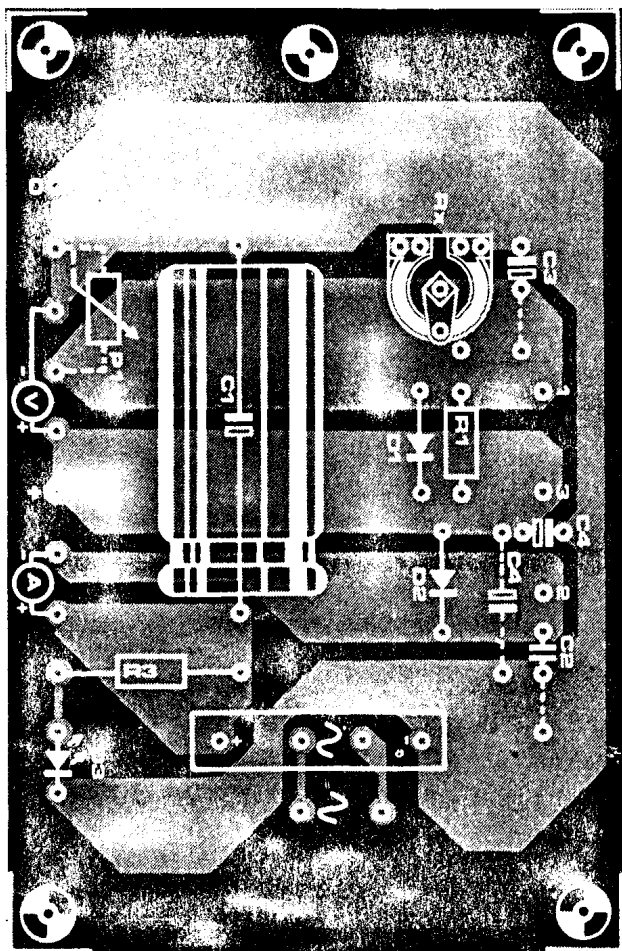
Para tensiones de salida fijas. Se suprime P_1 y P_x se reemplaza por la resistencia fija necesaria.

Aunque puede resultar extraña la colocación del amperímetro a la entrada del CI, con lo que medirá la intensidad que circula por R_1 y R_2 ($R_x \parallel P_1$) aun sin consumo en la salida, debe tenerse en cuenta que esta intensidad es apenas el 1 por 100 del valor medido a fin de escala, con lo que no será perceptible en el medidor y, sin embargo, de este modo se evita colocar la resistencia variable del medidor a la salida de alimentación lo que alteraría la regulación.

11



12



Lista de componentes de la figura 10

Resistencias:

R1 = 220 Ω

R3 = 1k2

Rx = 10 k ajustable o resistencia fija (ver texto)

P1 = potenciómetro lin. 4k7 o 5 k

Condensadores:

C1 = 4700 μ 35 V

C2 = 220 n

C3 = 47 μ 35 VC4 = 2 μ 2 35 V

Semiconductores:

D1,D2 = 1N4002

D3 = LED

IC = LM317K

B = puente rectificador 40 V, 2,2 A

Varios

T = Transformador con secundario: 0-8-16-24 V, 2 A

S1 = interruptor unipolar

S2 = conmutador de 3 posiciones

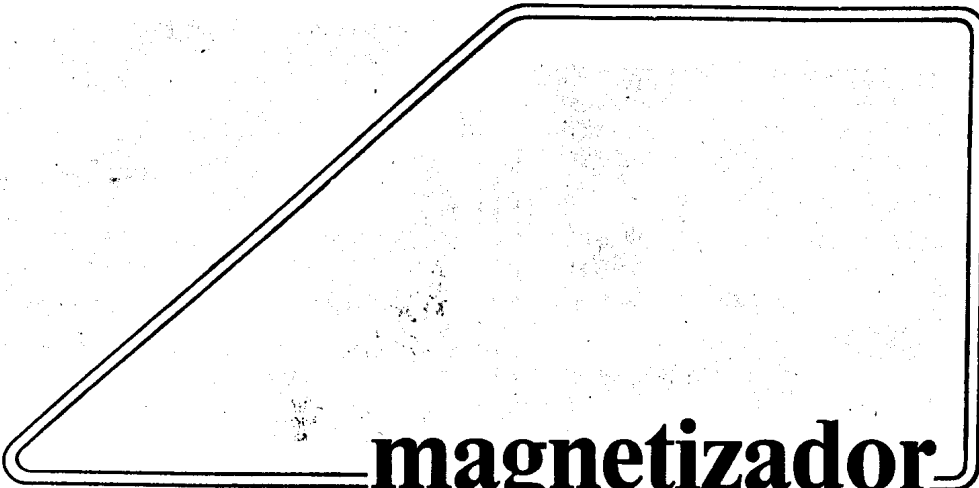
F = fusible lento de 250 mA

Amperímetro 0-2 A

Voltímetro 0-25 V

Construcción

En las figuras 11 y 12 se describen el circuito impreso y la disposición de componentes. La fotografía 1 presenta el aspecto de una fuente de alimentación de laboratorio y la fotografía 2 corresponde a una fuente de alimentación, montada directamente sobre un disipador, realizada para su incorporación a un equipo. En este último caso se suprime el amperímetro y en el circuito impreso se cortocircuitan las tomas del mismo (Fig. 10); tampoco hace falta el voltímetro.



magnetizador

Durante el segundo «Coloquio bioclimatológico», de septiembre de 1976 en Munich, fue presentado un estudio realizado por el profesor R. Mecke, de la Universidad de Friburgo, y continuado por varios investigadores de la Universidad de Tubinga (entre otros los profesores W. Ehrman y W. Ludwig). Novecientos veinte pacientes aquejados de dolencias psicosomáticas fueron tratados con un dispositivo prácticamente igual al descrito en este artículo. De los 920, a 220 le fue entregado un placebo, es decir, un aparato falso, para contrastar los resultados. Los insomnios y los dolores de cabeza crónicos eran otros de los males de los que se lamentaban los pacientes. Desde 1975 se habían tratado también enfermos que padecían males tales como migrañas, neuralgias, reumatismos no articulares, desgastes de articulaciones, dolores de las vértebras cervicales y dorsales, alergias cutáneas, asma bronquial, mareo de los transportes y vértigo.

Es interesante observar que durante estos experimentos, se pudieron reducir en un 50 por 100 las dosis habituales de medicamentos. Los resultados globales de estas experiencias (ver tabla 1) son tanto más sobresalientes si se tiene en cuenta que son, con mucho, mejores que los obtenidos mediante la utilización de medicamentos.

Las cifras anteriores las hemos extraído del informe elaborado por W. Ehrmann, W. Luduvig y otros, de la Universidad de Tubinga. Nuestro agradecimiento al doctor Luduvig, por su colaboración en la preparación de este artículo.

El instrumento que se describe a continuación es del mismo tipo que el utilizado en las experiencias citadas. Debemos señalar que si bien ELEKTOR no puede dar ninguna garantía en cuanto a la eficacia de este tipo de tratamiento, el aparato puede ser considerado como una aproximación científica al problema, que ha merecido la atención de los médicos.

Efecto de los campos magnéticos

La profundidad de penetración de un campo magnético depende de su frecuencia. Si ésta se sitúa en la zona de MBF (muy bajas frecuencias) las corrientes de Foucault se inducirán en todo el organismo causando

Recientes experiencias médicas han confirmado la tesis sobre el valor terapéutico de los campos magnéticos en el tratamiento de dolencias psicosomáticas y enfermedades reumáticas. Este artículo, que empieza con la descripción de los resultados de diversas experiencias realizadas con el fin de comprobar la realidad de este método de tratamiento, describe un dispositivo que genera un campo magnético alterno y que puede emplearse en aplicaciones médicas.

desplazamientos de carga en las membranas de las células. Esto estimula el sistema nervioso eliminando los bloqueos que pudieran existir.

Ha podido constatar, por ejemplo, una dilatación de los vasos sanguíneos para frecuencias inferiores a los 8 Hz, mientras que a frecuencias superiores a los 12 Hz se produce una vasoconstricción. Las experiencias han demostrado que la sensibilidad a la frecuencia de los campos magnéticos varía según los individuos y que la acción es máxima cuando la frecuencia coincide con el ritmo alfa de electroencefalograma de la persona. Resulta fácil de admitir que unos impulsos externos al organismo tendrán su máximo efecto cuando actúan sincrónicamente sobre impulsos naturales. Impulsos breves, ricos en armónicos, llevan a mejores resultados que campos sinusoidales de igual amplitud. En cualquier caso, el tiempo de subida no puede ser más corto que el tiempo de respuesta del tejido.

La terapéutica con MBF abarca entre 0,5 Hz y 20 Hz. Este margen puede dividirse en cuatro grupos específicos de tratamiento:

- 1- 3 Hz: contrarresta las infecciones.
- 4- 6 Hz: efecto calmante y eliminación de espasmos musculares.
- 8-11 Hz: analgésico, tónico y ejerce un efecto estabilizador.
- 13-20 Hz: ejerce sobre pacientes afectados de agotamiento la misma influencia que la gama de 8 a 11 Hz ejerce sobre las personas normales.

La última gama sólo debe utilizarse si las frecuencias más bajas no dan ningún resultado. No debe utilizarse la gama de 4 a 6 Hz cuando van a ejercerse actividades que requieren una atención mantenida (conducir un coche, una máquina, etc.).

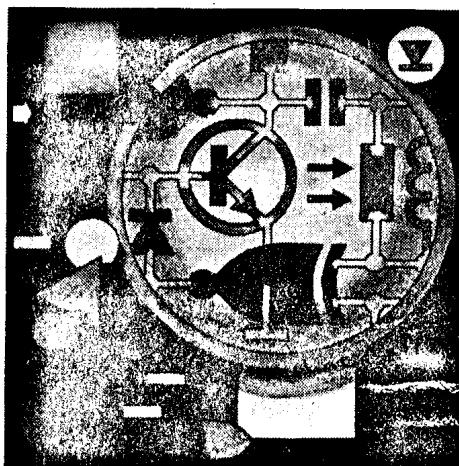
El tratamiento por campo magnético no parece producir efectos secundarios, pero su eficacia puede verse disminuida después de un empleo prolongado. Por ello se aconseja limitar las sesiones de tratamiento a 15 minutos. Las personas que utilizan marcapasos no deben ser tratadas con frecuencias bajas a menos de que se tenga la certeza de que su marcapasos no se ve alterado por el magnetizador. En su empleo normal el aparato puede llevarse en un bolsillo de la chaqueta o en una bolsa en la cintura.

En posición acostado, puede colocarse debajo del cuello o debajo de la almohada.

El circuito

La figura 1 muestra el diagrama del circuito magnetizador. El circuito está formado por dos multivibradores astables, uno de los cuales, N1/N2, oscila con una frecuencia fija, aproximadamente, de 1,15 Hz, mientras que el otro, N3/N4, puede tener una frecuencia de 4,4 Hz, 9,7 Hz, o 14,2 Hz, según esté seleccionado S1 o S3. Seleccionando más de un interruptor pueden obtenerse otras frecuencias:

- S1 + S2 = 3Hz, aproximadamente.
- S1 + S3 = 3,4 Hz, aproximadamente.



N.º	Número de pacientes y aparatos	Frecuencia (Hz.)	Intensidad de campo	Síntomas	Resultados positivos N.º	%
01	430 ¹	9-10	100 A/m, aprox.	Afecciones psicósomáticas	375	87
2	70 ¹	4-12	200 A/m, aprox.	Dolores y afecciones psicósom.	63	90
3	200 ¹	1-15	200 A/m, aprox.	Dolores reumáticos	194	97
4	160 ²	—	—	Afecciones psicósomáticas	33	21
5	60 ²	—	—	Dolores reumáticos	12	20

1 = Aparato en buen funcionamiento.

2 = Aparato falso

— $S2 + S3 = 5,8$ Hz, aproximadamente.
— $S1 + S2 + S3 = 2,5$ Hz, aproximadamente.

El transistor T1 se bloquea y satura al ritmo de la frecuencia elegida. La corriente pulsante de colector al atravesar la bobina L1, crea el campo magnético. La bobina está formada por 600 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de diámetro. El núcleo utilizado para el prototipo construido en ELEKTOR consistía en un perno de 40 mm. de longitud, pudiéndose hacer el bobinado desordenadamente.

El campo magnético producido es parecido al de los aparatos comerciales. Para los pacientes que usan marcapasos se pueden eliminar los riesgos inherentes a un mal funcionamiento del segundo multivibrador no utilizando los componentes R1, R2, R5, C1 y C5 y conectando directamente N1 a la alimentación positiva.

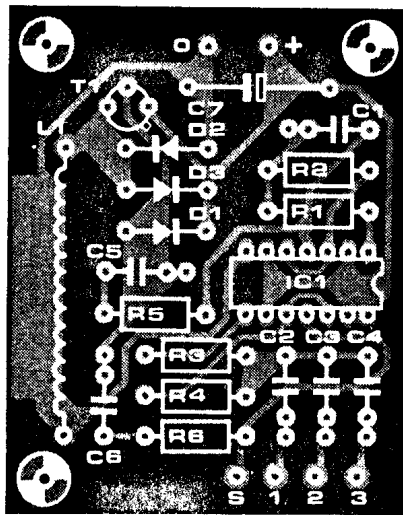
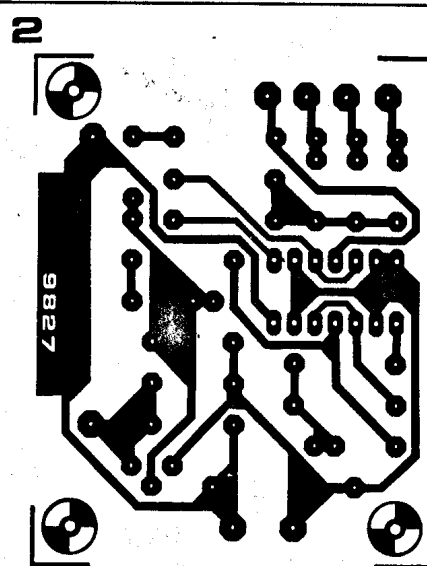


Figura 1. Esquema eléctrico del magnetizador. El aparato sólo emplea unos pocos componentes de fácil adquisición, con lo que su construcción resulta barata.

Figura 2. Circuito y disposición de componentes.

Lista de componentes de la figura 10

Resistencias:

R1, R4 = 4M7

R2 = 2M2

R3 = 10 M

R5, R6 = 4k7

Condensadores:

CT1 = IC1 = 4011

C1 = 180 n

C2 = 22 n

C3 = 10 n

C4 = 6n8

C5, C6 = 15 n

C7 = 47 µ/10 V

Semiconductores:

T1 = BC557B, BC 177B

D1, D2, D3 = 1N4148

Varios:

S1, S2, S3 = interruptor

unipolar

L1 = Ver texto

Bibliography:

G. Altmann, (1969): Die physiologische Wirkung elektrischer Felder auf Organismen. Arch. Met. Geoph. Biokl. 17: 169-290.

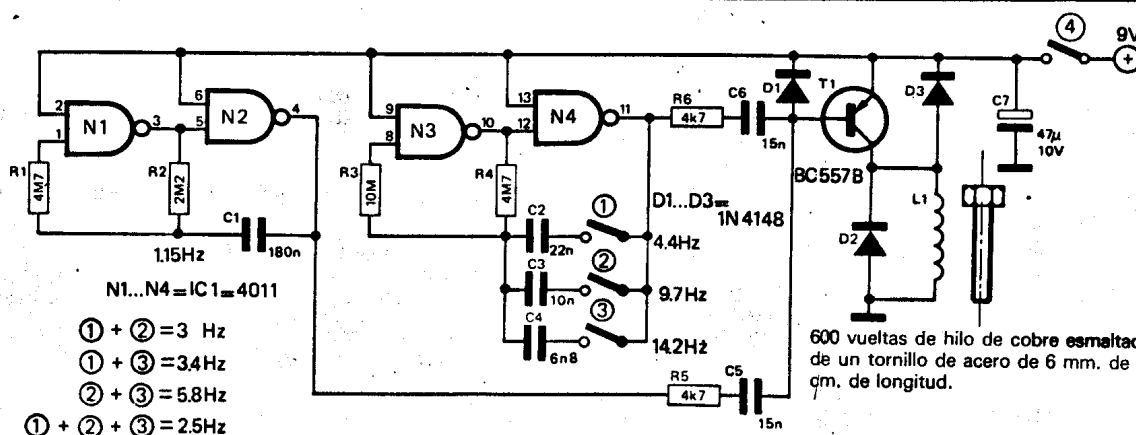
S.M. Bawin, L.K. Kaczmarek, W.R. Adey (1975): Effects of Modulated VHF Fields on the Central Nervous system. ANN. New York Acad. Sci., USA, 247: 74-81.

D.E. Beischer, J.D. Grisser, R.E. Mitchell, (1973): Exposure of Man to Magnetic Fields Alternating at Extremely Low Frequency. NAMRL-1180.

Dokumenta Geigy (1968): 109-123
W. Ehrmann, H. v. Leitner, W. Ludwig, M.A. Persinger, W. Sodtke, R. Thomas (1976): Therapie mit ELF-Magnetfeldern. Z. Phys. Med., 5: 161-170.
W. Ehrmann, H. v. Leitner, W. Ludwig, M.A. Persinger, W. Sodtke, R. Thomas (1976): Entwicklung eines elektro-medizinischen Taschengesetzes. Acta Medico Technica, 24: 282-285.

N. Geyer, G. Fischer, H. Riedl, H. Strampfer, (1976): The effect of an Artificial Electroclimate on Physiological Values. Arch. Met. Geoph. Biokl. Ser. B. 24: 111-112.

E.S. Maxey, (1975): Critical Aspects of Human versus Terrestrial Electromagnetic Symbiosis. USNC/URSI-IEEE Meeting, Boulder, Colorado, USA.



preco

(2.ª parte)

Como ya vimos en el número anterior, el PRECO es un preamplificador-corrector de excelentes características, que posee la rara particularidad de poder ser gobernado a distancia. Esto es posible debido a que la parte correctora del preamplificador puede alojarse en una pequeña caja aparte del resto del equipo. En nuestro primer artículo (en el número de enero/febrero) tratamos el preamplificador; ahora trataremos la parte «correctora», así como la realización práctica y los detalles de interconexión.

El preamplificador en sí se caracteriza por su baja impedancia de salida. El nivel de señal y la impedancia de salida permiten utilizar un cable blindado de bastante longitud sin dificultades; además, se puede atacar directamente un circuito de control de tonos (parte «correctora») de tipo Baxandall. El diseño del control de tonos se ha realizado teniendo en cuenta los tres puntos siguientes:

- La impedancia del preamplificador es baja y de valor conocido, lo que nos resultará muy útil.
- La salida de BF y la alimentación se han unido en un solo cable (ver el artículo precedente en el número de enero/febrero). Esto aporta una mayor complicación, pero permite ahorrar un hilo en el mando a distancia.
- El circuito debe ser de pequeñas dimensiones a fin de poder alojarlo en una caja manejable y portátil, de aspecto exterior agradable y que pueda utilizarse con una sola mano.

Esta última condición restringe especialmente el número de componentes grandes (por ejemplo, los condensadores electrolíticos) que pueden emplearse en el circuito.

En cuanto a sus controles, y limitándose a lo realmente útil y necesario para una buena reproducción musical, el corrector o control de tonos (en realidad, es algo más que control de tonos, como ahora se verá) debe incluir:

- El mando de volumen (logarítmico).
- El ajuste de balance, que varía muy poco la intensidad sonora global a lo largo de su recorrido.
- El ajuste de la intensidad de efecto estereofónico, cuya gama se extiende desde «mono» a «estéreo reforzado», pasando por «estéreo normal».
- El control de tonos, que actúa sobre bajos y agudos de forma suficientemente útil (pero no «exhaustiva»).

Amplificador-corrector

El esquema completo de un canal puede verse en la figura 1b; la figura 1a representa el preamplificador ya descrito en el número anterior.

El núcleo del circuito es una etapa amplificadora de tensión constituida por el transistor T5 (PNP) seguido de un amplificador de corriente T6. La corriente de colector de T5 viene determinada por el valor de R37. Dado que la caída de tensión en esta resistencia es de unos 700 mV., la corriente de colector de T5 se estabilizará en unos 150 μ A. Este pequeño valor contribuye a evitar el ruido en baja frecuencia (1/f).

La tensión continua en el emisor de T5 está fijada por la relación entre R34 y R35. En efecto, la tensión en los bornes de R34 es prácticamente constante (para los valores dados, esta tensión es del orden de 5 V.). El colector de T6 estará a unos 2 V. más, debido a la caída en R36. La corriente de colector de T6 dependerá de la caída de tensión en R₂ (que pertenece a la alimentación «fantasma» utilizada en este circuito) como

puede verse en la parte inferior derecha de la figura 1a. Para un valor de esta resistencia de 3k3 aparece una caída de tensión de alrededor de 10 V. (es decir, una corriente apenas superior a 3 mA.), que corresponde a los valores dados en el esquema y mencionados antes.

La ganancia en bucle abierto del par de transistores T5 y T6 (desde la base de T5 al emisor de T6) puede estimarse así: la transconductancia de T5 (es decir, la corriente de colector dividida por la tensión emisor-base, para corrientes de entrada débiles) depende de la corriente de colector. Una estimación más o menos correcta puede ser $40 \times I_c(T5) = 6 \text{ mA/V}$. La carga en el colector de T5 será R38 multiplicada por la mitad de la ganancia de corriente de T6, es decir, alrededor de $330 \Omega \times 150 = 50 \text{ K}$. La ganancia en bucle abierto es igual a la transconductancia multiplicada por la carga, es decir, $6 \times 50 = 300$. La diferencia de la banda pasante del bucle abierto está asegurada por C21.

La alimentación «fantasma» comprende los componentes R24, R25, R26, C11, C12 y Z1. R24 es la resistencia de carga del colector de T6 y está conectada a la alimentación estabilizada por el diodo Zener; C11 es el condensador de acoplo a la salida. La tensión alterna de señal de BF y la tensión de alimentación recorren simultáneamente el cable de conexión que une este circuito intermedio y el amplificador-corrector en sí (punto A). La alimentación de T5 está desacoplada por R36 y C20.

El paso siguiente será transformar esta etapa en un amplificador-corrector.

Control de tonos

El circuito de control de tonos es similar al diseñado por P. J. Baxandall, que con el paso del tiempo ha llegado a ser un circuito clásico. La variante que aquí describimos es parecida a la utilizada en el amplificador-corrector Quad 33. Ofrece la ventaja de garantizar una mejor adaptación (en cuanto a nivel de ruido) con un amplificador de transistores bipolares, a condición de que sea atacada por una fuente de baja impedancia. Es por esto por lo que el preamplificador ha sido diseñado para presentar una pequeña impedancia de salida; también por ello se ha elegido un valor bajo para el potenciómetro de volumen (1 K.).

El principio del control de los graves es bien conocido: el amplificador asociado trabaja en configuración de «masa virtual», aumentando simultáneamente las impedancias de entrada y del bucle de realimentación a medida que la frecuencia decrece. Cuando el potenciómetro está en su posición media las dos impedancias evolucionan de forma tal que la ganancia resultante (determinada por la relación entre las dos impedancias) es constante; la curva de respuesta resulta entonces plana. En cambio, al desplazar el mando de los graves de su posición media, las dos impedancias mencionadas no varían de igual forma: una de ellas predomina a frecuencias bajas, ocasionando un aumento o disminución de ganancia. En la figura 2 puede verse la curva de respuesta resultante.

Tabla 1. Características

Preamplificador

Tensión de salida = 190 mV (nominal)
4,5 V (máximo)

Sensibilidad de las entradas

Entrada 1 = 40 ... 1.500 mV*

Entrada 2 = 0,5 ... 1.500 mV*

Entrada 3 = 1,25 ... 9 mV*

* puede ser ajustada para cada entrada (ver texto y tabla 2).

Amplificador-corrector

Tensión de salida = 400 mV (nominal)
1 V (máximo)

Sensibilidad a la entrada = 190 mV (nominal)

Control de agudos: $\pm 10 \text{ dB}$ a 12,5 kHz.

Control de graves: $\pm 12,5 \text{ dB}$ a 63 Hz.

Resultados de conjunto del PRECO

Distorción = 0,1 por 100 para 1 V de salida
0,03 por 100 para 400 mV de salida

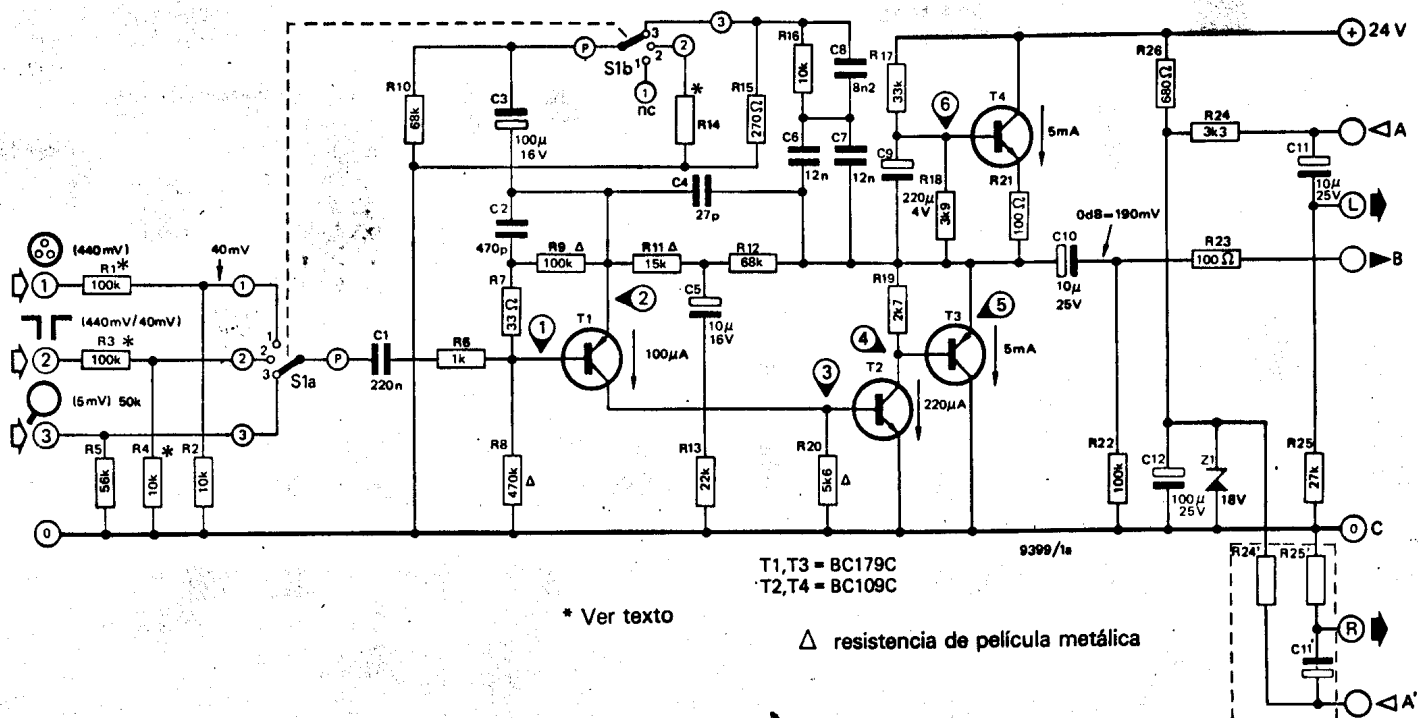
Relación señal/ruido

Entrada PU magnético = 95 dB

Otras entradas = 100 dB

Logitud máxima del cable de interconexión con la cajita de mando a distancia = 10 m.

1a



1b

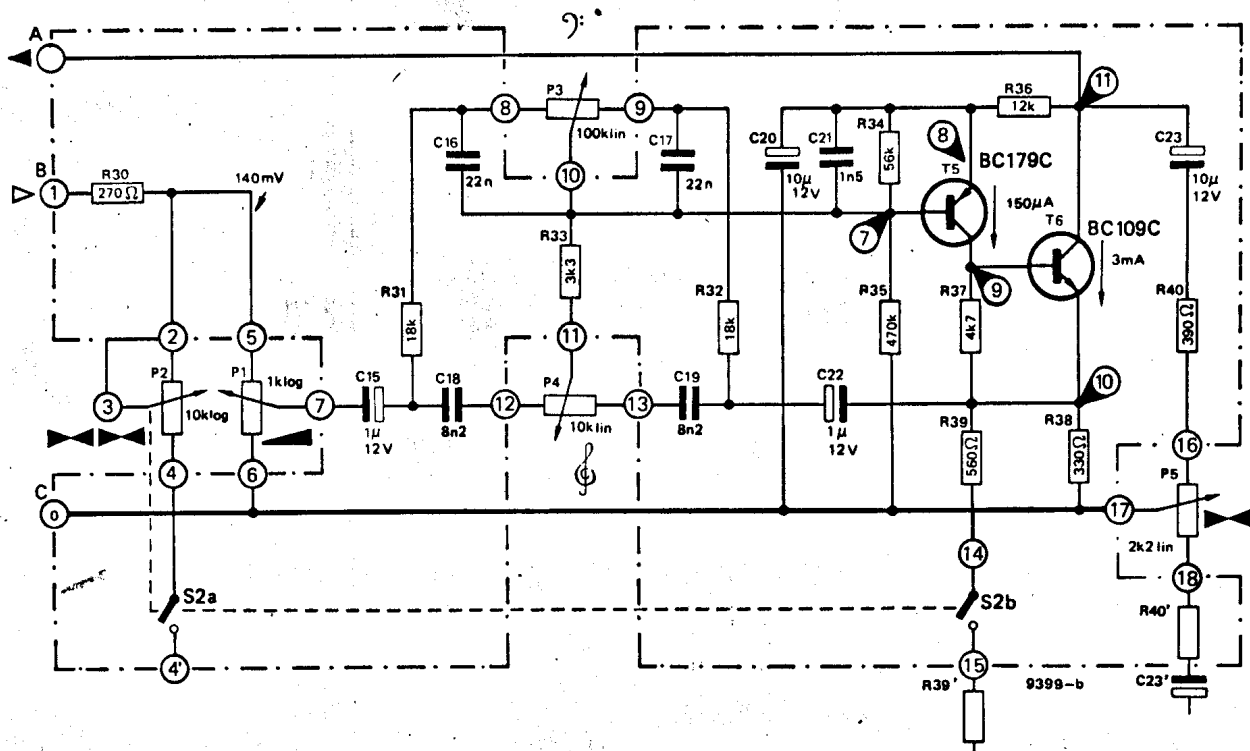


Figura 1.—Esquema completo del circuito (un solo canal).

El reglaje de los agudos se obtiene «puenteando» unos circuitos RC a través de dos resistencias de 18K (R31 y R32). ESTo hace descender la impedancia de entrada y la del bucle de realimentación para frecuencias elevadas. Al igual que antes, cuando el cursor del potenciómetro está en su posición media no hay efecto ninguno, ya que el circuito resulta simétrico. Esta simetría se rompe al mover el potenciómetro en uno u otro sentido, provocando así el debilitamiento o reforzamiento de los agudos (ver figura 2). Este circuito se caracteriza por un nivel de ruido muy bajo, debido a la conexión directa del punto de «masa virtual» (el cursor de P3) con la base de T5. El amplificador resulta entonces atacado por un con-

junto cuya impedancia de salida resulta ser la resistencia de 18K dividida por la ganancia en bucle abierto (viene a resultar una impedancia de alrededor de 600Ω .)

Ajuste de balance

El potenciómetro de balance P5 funciona de una manera bastante poco habitual. En alterna, T6 funciona como una fuente de corriente cuya intensidad depende de la tensión de señal en el emisor y de la impedancia presente entre el emisor y la masa de la alimentación (principalmente R38). La se-

ñal de salida en el colector de T6 (ésta es de hecho la salida del Preco) es el producto de la corriente de colector de T6 por la impedancia de carga; de esta forma la posición del curso de P5 (que hace variar la impedancia de carga) determina la relación entre las ganancias de ambos canales.

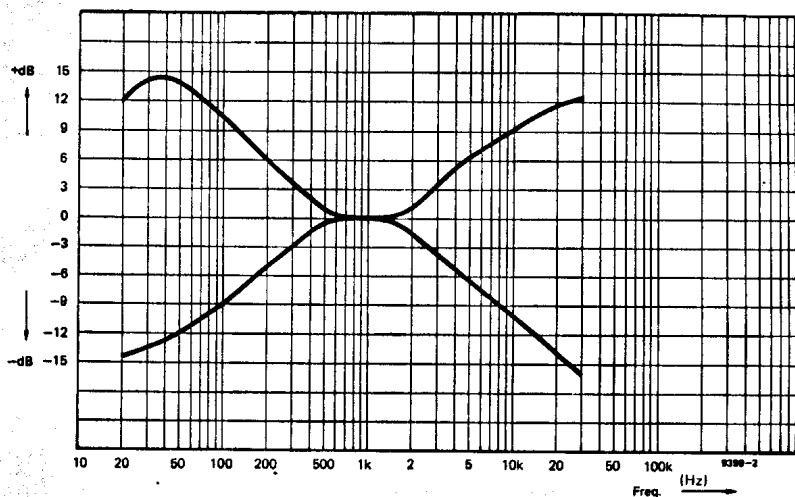
El margen de ajuste se extiende aproximadamente de +3 a -8 dB. por canal; la posición de P5 influye muy poco sobre el nivel de sonido total.

Ajuste de efecto estereofónico (diafonía)

Uno de los ajustes menos corrientes y más controvertidos en un preamplificador es el de intensidad de efecto estereofónico. Sin embargo, la experiencia demuestra su utilidad y, puesto que no requiere más que una resistencia y un potenciómetro suplementarios... Este mando permite gobernar la diafonía entre ambos canales, permitiéndonos variar desde el «estéreo reforzado» hasta el «mono», de una forma continua. Su fundamento es el siguiente: el conjunto de las dos señales estéreo se descompone en una señal suma de ambas (señal «monofónica») y una señal de diferencia (entre derecha e izquierda), que llamaremos, respectivamente, M y S. En una emisión estereofónica en modulación de frecuencia (FM), la señal S modula una subportadora de 38 kHz, mientras la señal M es normalmente escuchada en el espectro de 0 a 19 kHz de frecuencias de modulación. En el caso de los discos, las señales M y S corresponden, respectivamente, a los movimientos laterales y verticales de la aguja. La posición de escucha ideal se define a menudo como el tercer vértice de un triángulo equilátero en el que las cajas acústicas ocupan los dos primeros vértices. Si el oyente desea colocarse en una posición de escucha diferente será interesante poder mejorar el efecto de estereofonía modificando la ganancia del circuito recorrido por la señal S.

P2 es el potenciómetro de «ganancia relativa» del corrector. No tiene ningún efecto sobre la señal M, ya que, por definición, tiene fase y amplitud igual para ambos canales. En cambio, la señal S tiene fases opuestas en ambos canales, aunque también (como M) es de la misma amplitud en ambos. El potenciómetro introduce diafonía (mezcla) entre ambos canales y reduce el nivel de señal S. Para una de las posiciones extremas, la resistencia del potenciómetro es nula y provoca una diafonía infinita que anula completamente la señal S. No queda entonces más que la señal M y la reproducción resulta monofónica. En el otro extremo del potenciómetro, el cursor determina la mínima diafonía (aproximadamente, -30 dB.) y P2 se comporta como una simple resistencia de 10K entre ambos canales. La señal S resulta entonces muy poco afectada. La gama no se extiende solamente de mono a «casi estéreo»; la etapa siguiente consiste en decalar el reglaje de forma que el estéreo normal corresponda a la posición media de P2. Esto se consigue en la figura 3, añadiendo R39 y R39' entre los emisores de T6 y T6'.

2



3

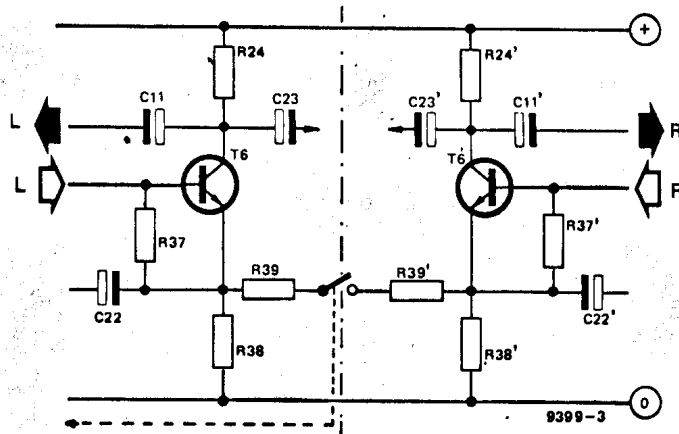


Tabla 2

R1,R1'	R2,R2'	R3,R3'	R4,R4'	R14,R14'	Sensibilidad de entrada	
					Entrada 1	Entrada 2
100 k	4k7	100 k	4k7	∞	880 mV	880 mV
100 k	10 k	100 k	10 k	∞	440 mV	440 mV
100 k	22 k	100 k	22 k	∞	220 mV	220 mV
56 k	56 k	56 k	56 k	∞	80 mV	80 mV
0	100 k	0	100 k	∞	40 mV	40 mV
—	—	0	3k3	3k3	—	5 mV

Esta modificación transforma la etapa de salida en un montaje diferencial. La reducción de la impedancia entre los emisores de T6 y T6' aumenta la corriente de salida para las señales diferenciales (señal S), pero no tiene influencia sobre la señal común (señal M).

El nivel de señal S puede, por tanto, ser ajustado entre la supresión total (mono) y +3 dB. de más en relación al nivel de la señal M (estéreo reforzado); la posición media de P2 corresponde a iguales niveles de M y S (estéreo normal).

Aquellos que desconfían de los procedimientos que alteran la separación entre canales de un aparato estéreo pueden añadir el interruptor S2, que anula el efecto de este control y da una separación correspondiente a «estéreo normal».

Es interesante resaltar que R23 y R24 for-

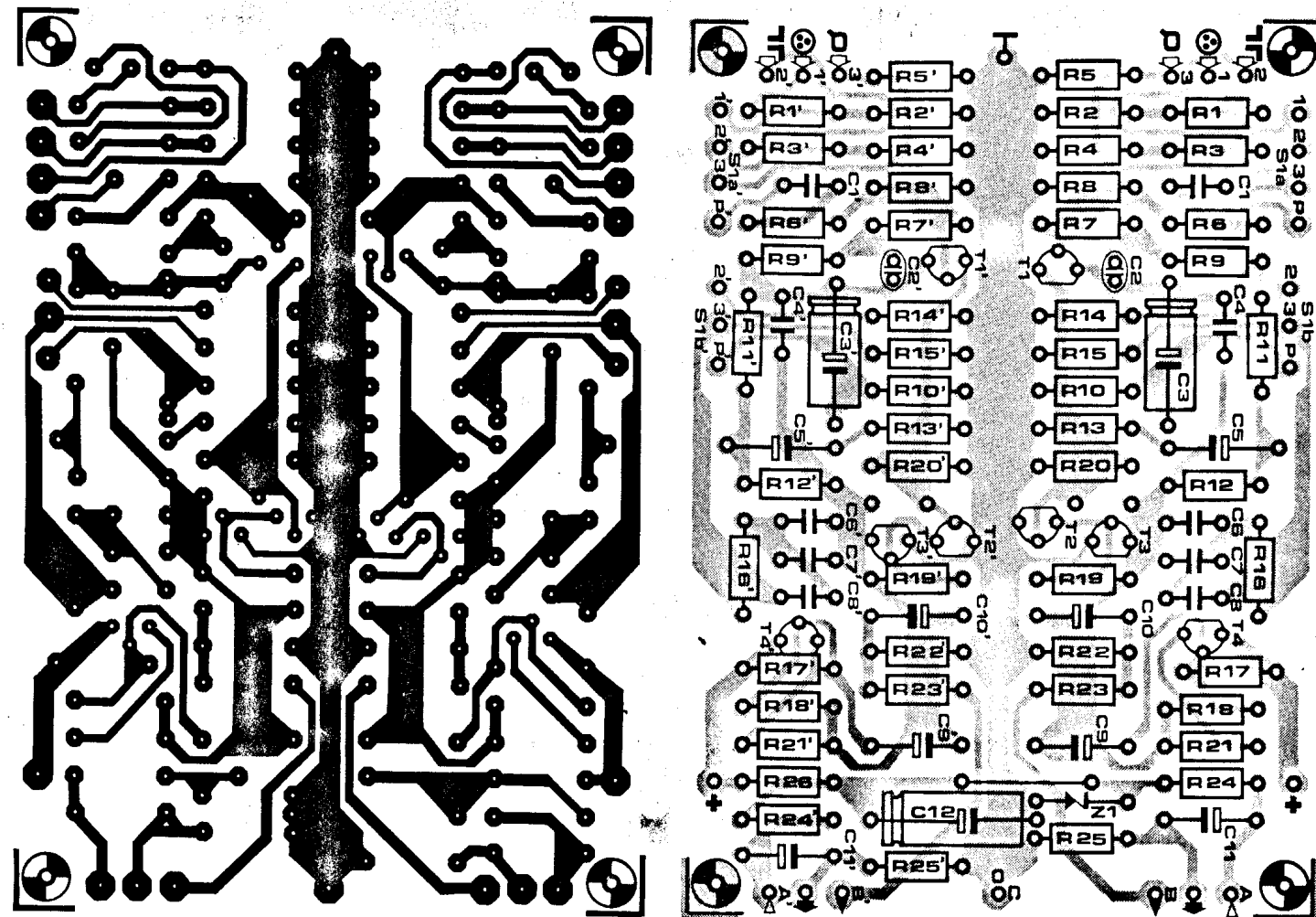
Figura 2.—Curvas características del control de tonos (posiciones extremas de los controles de graves y agudos).

Figura 3.—Detalle del circuito de reglaje de efecto estéreo.

Figura 4.—Circuito impreso y situación de los componentes del preamplificador (EPS 9398).

Tabla 2.—Valores de las resistencias para diferentes sensibilidades de entrada.

4



man parte del circuito de mezcla; son indispensables si se desea instalar un conmutador mono-estéreo. Sin embargo, la separación entre canales en las salidas B no será perfecta más que si el interruptor S2 está abierto: es preciso recordar esto si se desea conectar allí un magnetófono para efectuar grabaciones. Sería preferible en ese caso reemplazar R23 por un cable y escoger un valor de 390Ω para R30.

Interconexiones

En principio, la interconexión del preamplificador y del amplificador no presenta dificultades: basta unir el punto A del previo, al punto A del corrector, el punto B con el otro punto B, etc. En total, cuatro conexiones para las señales y un cable de conexión para la masa de la alimentación. Desgraciadamente, si los cuatro conductores de un cable ordinario están blindados separadamente, no hay más retorno posible para la señal que el blindaje común. Los fabricantes de cables han preferido, desde luego, esta disposición por razones de economía, pero sin pensar en el inconveniente que supone el hecho de que el blindaje conduzca también las señales.

El problema estriba en que toda tensión HF (debida, por ejemplo, a la presencia en las proximidades de un emisor de aficionado o de radioaficionado) inducida entre ambos extremos del blindaje, será transmitida íntegramente a la entrada del amplificador,

Componentes correspondientes. Fig. 4.

Resistencias:

R1, R1' = (1)
 R2, R2' = (1)
 R3, R3' = (1)
 R4, R4' = (1)
 R5, R5' = $56 k$
 R6, R6' = $1 k$
 R7, R7' = 33Ω
 R8, R8' = $470 k$ (2)
 R9, R9' = $100 k$ (2)
 R10, R10' = $68 k$
 R11, R11' = $15 k$ (2)
 R12, R12' = $68 k$ (2)
 R13, R13' = $22 k$
 R14, R14' = (1)
 R15, R15' = 270Ω
 R16, R16' = $10 k$
 R17, R17' = $33 k$
 R18, R18' = $3k9$
 R19, R19' = $2k7$
 R20, R20' = $5k6$ (2)
 R21, R21' = 100Ω
 R22, R22' = $100 k$
 R23, R23' = 100Ω
 R24, R24' = $3k3$

R25, R25' = $27 k$
 R26 = 680Ω

(1) Ver tabla 2

(2) Preferible de película metálica

Condensadores:

C1, C1' = $220 n$
 C2, C2' = $470 p$
 C3, C3' = $100 \mu/16 V$
 C4, C4' = $27 p$
 C5, C5' = $10 \mu/16 V$
 C6, C6', C7, C7' = $12 n$ (5%)
 C8, C8' = $8n2$ (5%)
 C9, C9' = $220 \mu/4 V$
 C10, C10', C11, C11' = $10 \mu/25 V$
 C12 = $100 \mu/25 V$

Semiconductores:

T1, T1', T3, T3' = BC 179C o equivalente.
 T2, T2', T4, T4' = BC 109C o equivalente.
 Z1 = diodo Zener $18 V$, $400 mW$
 Varios
 S1a/S1b/S1a'/S1b' = conmutador 4 circuitos, 3 posiciones.

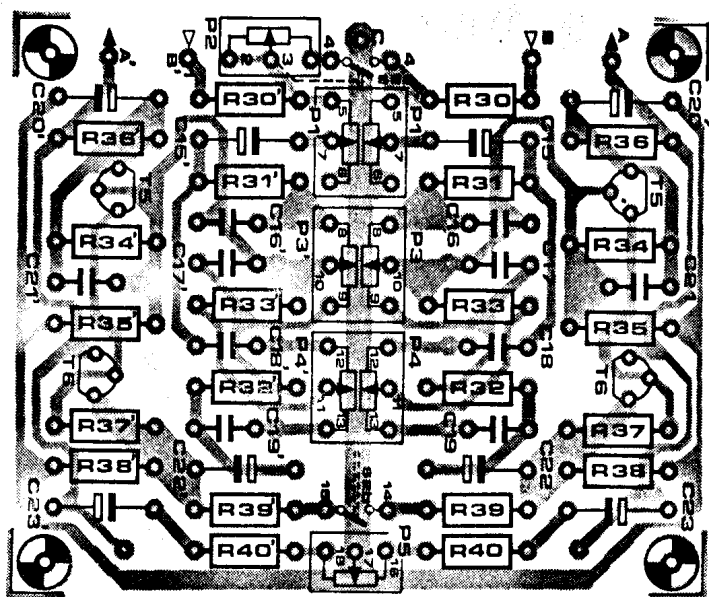
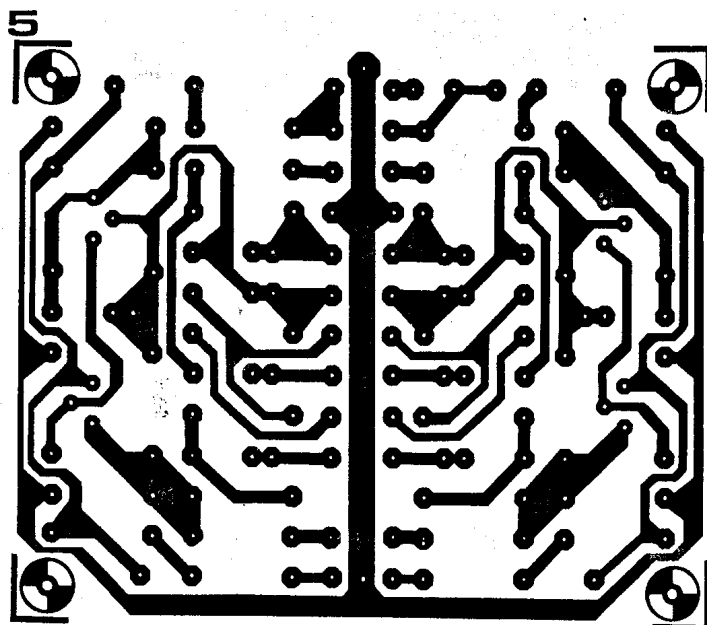
provocando distorsión y diversos efectos de demodulación muy desagradables al oído.

Esto sólo puede ser evitado disponiendo un retorno para la señal, separado en el interior del blindaje, y conectando una sola de las extremidades del blindaje a la masa de la alimentación.

Los profesionales conocen esto desde hace mucho tiempo: los cables utilizados para el equipamiento de los estudios están siempre

totalmente blindados (los otros no servían más que para eliminar los zumbidos debidos a la red). El problema es saber qué se prefiere: hacer el trabajo limpiamente, «matando la antena», o bien intercalar un poco por todas partes choques de RF y condensadores para eliminar las señales HF parásitas.

De cualquier forma, nuestro corrector ha sido diseñado para poder tolerar un nivel



* Ver texto

Lista de componentes corresponden a la figura 5

Resistencias:

R30, R30' = 270 Ω
 R31, R31', R32, R32' = 18 k
 R33, R33' = 3k3
 R34, R34' = 56 k
 R35, R35' = 470 k
 R36, R36' = 12 k
 R37, R37' = 4k7
 R38, R38' = 330 Ω
 R39, R39' = 560 Ω
 R40, R40' = 390 Ω

Potenciómetros:

P1, P1' = potenciómetro doble de 1 k log.
 P2 = 10 k log.
 P3, P3' = potenciómetro doble de 100 k lin.
 P4, P4' = potenciómetro doble de 10 K lin.
 P5 = 2k2 lin.

Condensadores:

C15, C15', C22, C22' = 1 μ /12V
 C16, C16', C17, C17' = 22 n
 C18, C18', C19, C19' = 8n2
 C20, C20', C23, C23' = 10 μ /12 V
 C21, C21' = 1n5

Semiconductores:

T5, T5' = BC 179 C o equivalente
 T6, T6' = BC 109 C o equivalente

Varios

S2a/S2b = inversor bipolar

Detalles de realización

La figura 4 representa el circuito impreso y la disposición de los componentes del pre-amplificador y del selector de entradas; la figura 5 corresponde al amplificador-corrector. Los valores de las resistencias R1, R2, R3, R4 y R14 dependen de la sensibilidad de entrada deseada (ver tabla 2). Como ya se mencionó anteriormente, las dos partes del Preco pueden montarse en la misma caja si se desea un aparato convencional; también se puede montar el amplificador-corrector en una caja aparte, para el ajuste a distancia. En ambos casos será preferible evitar o alejar el transformador de red. Una solución elegante puede consistir en extraer la tensión de alimentación directamente del interior del amplificador de potencia. Para ello se ha diseñado el montaje de la figura 6. T1, se ha montado como fuente de corriente, impidiendo que el rizado residual de la fuente de alimentación alcance al Preco. El diodo Zener y el LED estabilizan la tensión de salida en unos 24 V. Este circuito podrá ser colocado en el interior de la caja del amplificador principal.

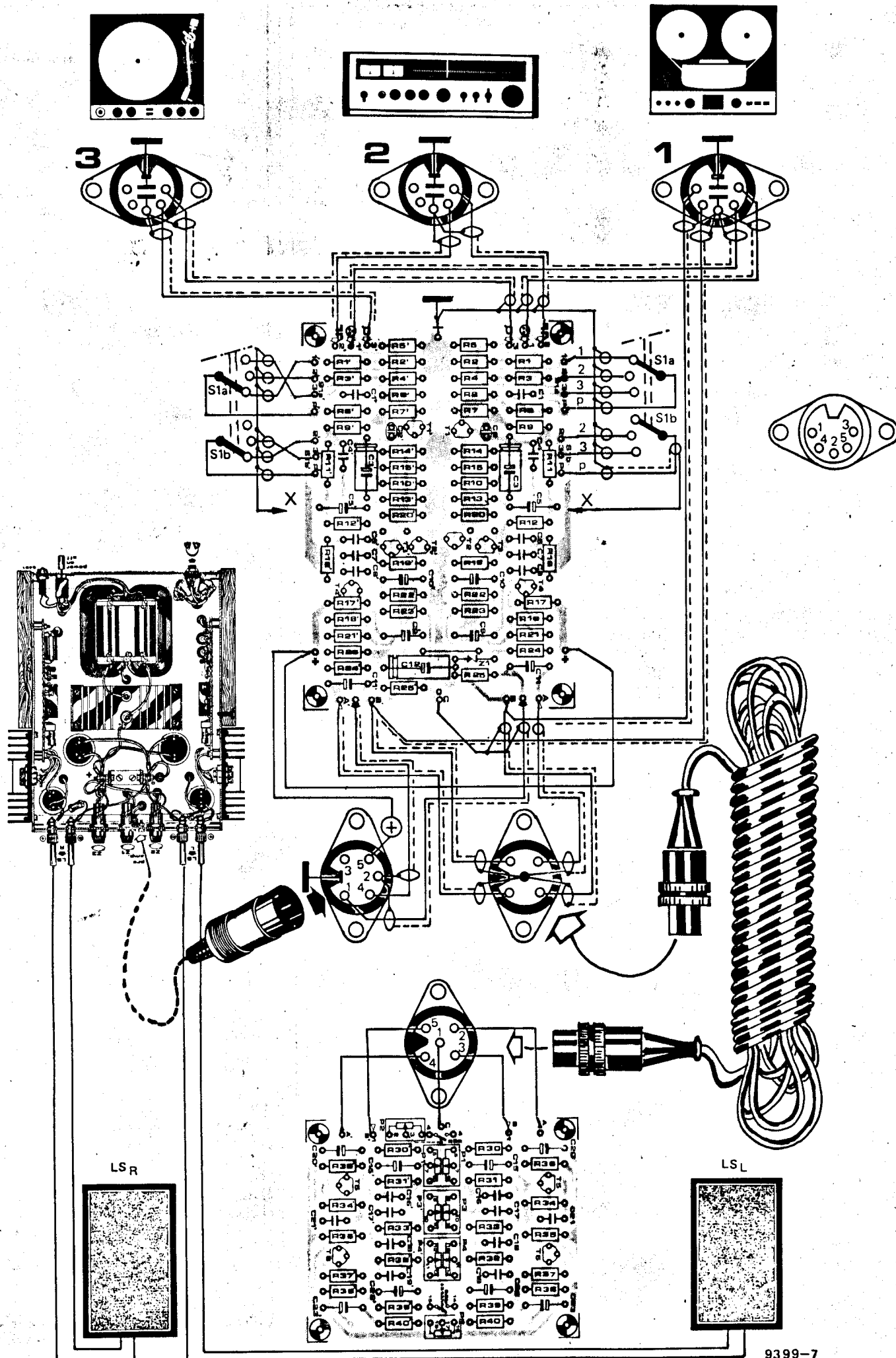
Debe prestarse especial atención a la conexión de la masa de la alimentación de la figura 6. La conexión de masa de la entrada viene del condensador de filtro de la alimentación principal, mientras que la masa

de HF moderado a la entrada, lo que permite utilizar un cable blindado ordinario en la mayor parte de los casos. En la eventualidad, poco probable, de que aparezcan dificultades, se aconseja colocar un condensador de 4n7 en paralelo con P1 (entre los puntos 5 y 6. Si el amplificador de potencia también sufre de ruido en HF (y no se puede modificar o corregir fácilmente), se podrá insertar una resistencia de 1K entre la salida del Preco y la entrada del amplificador, donde se colocará un condensador de 2n2 en paralelo.

Figura 5.—Circuito impreso y situación de los componentes del amplificador-corrector (EPS 9399).

Figura 6.—Circuito que permite alimentar el PRECO a partir del amplificador de potencia.

Figura 7.—Esquema de cableado completo, mostrando la conexión de los distintos blindajes entre ellos y con la masa de la alimentación.



de salida está conectada a la entrada del amplificador de potencia. La figura 7 muestra un cableado recomendado en el caso más complicado (preamplificador, corrector y amplificador de potencia separados).

Conexiones de entrada

Las señales de entrada se introducen en el preamplificador por medio de cables blindados, lo que dará a nuestros lectores la oportunidad de «entretenerse» cableando los típicos conectores DIN-180°...

El blindaje de los cables coaxiales debe ser conectado a la masa de la alimentación en la entrada del preamplificador, al igual que la parte exterior metálica del conector DIN y el cable de retorno de la señal de entrada. Si los cables de entrada son de longitud apreciable, será muy conveniente evitar en lo posible el uso de la malla exterior para el retorno de la señal; igualmente, deben evitarse bucles (circuitos cerrados) de masa. La solución ideal sería conectar los dos vivos y los dos retornos de señal por medio de cables situados en el interior del blindaje, uniendo éste a la masa de la alimentación en uno de sus extremos (en el lado del preamplificador).

Es entonces cuando resulta útil el cable de cuatro conductores. Desgraciadamente, la mayor parte de los fabricantes suministran sus aparatos con cables blindados de dos conductores, en los que la malla sirve de retorno común a las dos señales. Por otra parte, la norma DIN especifica que las patillas 3 y 5 del conductor están destinadas a las señales izquierda y derecha, y que la patilla 2 se reserve para la masa de alimentación. Esto obliga a conectar el blindaje y todo hilo de retorno suplementario a esta conexión. Por supuesto, si uno no tiene reparos en salirse de los senderos trillados, no hay razón alguna para no conectar los dos hilos de retorno a las patillas 4 y 1 que quedan libres.

En este caso, los dos hilos de retorno pueden alcanzar el circuito del preamplificador: es allí donde se conectan a la masa de alimentación.

Volviendo a la versión «oficial»: tenemos dos conductores y una toma de masa en el conector. La envoltura metálica del conector también debe ser llevada a masa. La mejor solución consistirá en conectarla al chasis (si no está conectada internamente a la patilla 2). En la práctica se recomienda colocar un condensador de unos 10 nF. entre la patilla 2 y la parte metálica del conector, pues ello permite eliminar algunas interferencias indeseables. Los fabricantes complican aún más el asunto en esto: en algunos modelos de conector la patilla 2 (es la patilla del centro) viene unida directamente a la parte metálica.

Algunas veces (las más de ellas) será posible romper esta conexión interna con unos alicates de corte.

Si el conector DIN-180° está moldeado con el cable formando un conjunto inseparable, la única solución eficaz (aparte de la de comprar otro conector DIN) es aislar su parte metálica de la toma del chasis; así quedará conectada a la masa de alimentación al

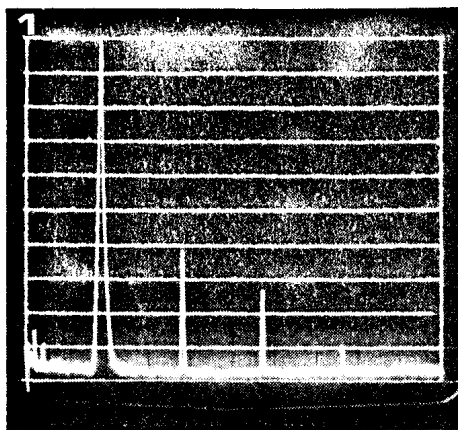


Tabla 3. Tensiones en los puntos comprobados.

Punto	voltaje ($\pm 20\%$)
1	2.5 V
2	3 V
3	0.6 V
4	11.5 V
5	12 V
6	13 V
7	4.5 V
8	5 V
9	1.5 V
10	1 V
11	7.5 V

Tabla 3. — Tensiones medidas en los puntos de prueba de la figura 1.

enchufar el conector con «conexión interna» entre su parte metálica y la patilla 2. Todas estas recomendaciones pueden parecer demasiado perfeccionistas, pero la experiencia muestra que estos problemas se plantean más a menudo de lo que se piensa. Un simple experimento permite darse cuenta: sucede frecuentemente, que un preamplificador no emite el menor ruido mientras no conectamos nada a su entrada. Sin embargo, al conectar un cable de interconexión a su entrada, se escucha un ruido de fondo. Las razones que mencionamos antes son la causa; para asegurarse, poned al máximo los potenciómetros de graves y agudos y cortocircuitad la patilla 2 con la parte metálica del conector DIN. Si el ruido aumenta, seguramente usted tomará la costumbre de utilizar conectores DIN sin conexión interna entre la parte metálica y la patilla 2...

Las conexiones entre las tomas de entrada y el circuito del preamplificador no deberían presentar problemas; sólo es preciso atender el cableado para evitar bucles de masa (circuitos cerrados prácticamente sin resistencia, que se cierran a través de masa al haber conectado un mismo punto a ella por dos caminos diferentes).

Conexión entre el preamplificador y el corrector

Los problemas de este conector han sido ya comentados en lo anterior. Nótese, en la fi-

gura 7, que el único elemento nuevo es el tipo de conector.

Para eliminar la posibilidad de errores de conexionado, es un recurso astuto el utilizar modelos de conector diferentes. Puesto que se pusieron conectores DIN-180° en las entradas, emplearemos aquí el modelo representado en la figura 7.

Conexión del Preco al amplificador de potencia

Como ya se ha visto, es interesante alimentar el Preco mediante la alimentación del amplificador de potencia.

Por las razones aducidas antes, preferiremos emplear cable blindado de cuatro conductores: dos servirán para las señales izquierda y derecha, uno para el positivo de la alimentación y otro para la masa. El blindaje se conectará entonces a la mesa de alimentación en uno de sus extremos.

El conector recomendado aquí es un DIN-270°. Si se desea, la patilla 3 puede servir para conectar la masa de alimentación: un hilo suplementario unirá entonces esta patilla con la masa de alimentación del circuito preamplificador. En ese caso, la patilla 2 no sirve más que para la conexión de los blindajes (mallas) de los cables.

Magnetófono

El mejor sitio para extraer una señal para grabación es la salida de preamplificador. La figura 7 muestra las dos conexiones necesarias. Es preciso asegurarse que el ajuste de efecto estéreo no actúa durante las grabaciones. Si no, puede reemplazarse R23 y R23' por un trozo de cable, y aumentar el valor de R30 y R30' a 390 Ω .

Comentarios

La tabla número 1 resume las características del Preco. La foto 1, muestra las medidas obtenidas con un analizador de espectro (señal de prueba de 1 kHz, escala vertical 10 dB/división, escala horizontal 500 Hz/división). La tensión de señal de referencia (0 dB.) es de, aproximadamente, 775 mV. Como puede verse, la distorsión es inferior a 60 dB., lo que corresponde a menos del 0,1 por 100. El ruido de fondo residual aparente es debido al propio analizador de espectro. Una medida aparte muestra que la relación señal/ruido en el Preco es superior a 105 dB.

A un nivel más bajo (-10 dB., que equivalen a unos 250 mV.), la distorsión medida es de -70 dB. (0,03 por 100) y la relación señal/ruido resulta ser de unos 100 dB. Por si surge algún problema, la tabla 3 resume algunas tensiones medidas en los puntos de prueba marcados en la figura 1. Esta tabla puede servir de comparación, aunque, desde luego, puedan aceptarse como normales, tensiones medidas que difieran hasta un 20 por 100 de las que indica la tabla.

cómo «girar» y por qué

El principio del «giro»
fue sugerido por los teóricos
hace ya veinticinco años,

pero su aplicación no es muy frecuente en los circuitos prácticos. Sin embargo, este principio puede ser utilizado para simular inductancias de, por ejemplo, 10.000 Henrios, con un factor de calidad $Q = 100$, y todo ello en un volumen de no más de seis centímetros cúbicos.

En este artículo se discuten los fundamentos teóricos de los giradores, y se indican algunas aplicaciones prácticas.

Para comprender el funcionamiento de los giradores, es necesario disponer antes de ciertos conocimientos teóricos.

El circuito básico consiste en dos amplificadores, A y B (figura 1), con la salida de cada uno de ellos conectada a la entrada del otro. El amplificador A es del tipo inversor, y el B, del tipo no inversor.

La pendiente del amplificador A es

$$s_1 = -g_1 (A/V)$$

y la del amplificador B es

$$s_2 = g_2 (A/V).$$

Esto significa que si el amplificador A trabaja con una tensión de entrada de v_1 voltios, entregará una corriente de $-g_1 \cdot v_1$ amperios; en otras palabras, el consumo de corriente será de $g_1 \cdot v_1$ (A).

Refiriéndonos a la figura 1, es claro que las tensiones e intensidades están relacionadas por las fórmulas:

$$i_2 = g_1 \cdot v_1$$

(amplificador A; como la corriente en él está definida como positiva, desaparece el signo menos); y

$$i_1 = g_2 \cdot v_2$$

(amplificador B).

En estas fórmulas, a g_1 y g_2 se les conoce con el nombre de constantes de giración. La mayoría de las veces son iguales ($g_1 = g_2 = g$).

A menudo se utiliza el término «resistencia de giración», y es ni más ni menos que el inverso de la constante:

$$R = \frac{1}{g}$$

En la figura 2 se muestra el símbolo gráfico adoptado para los giradores.

El próximo paso es conectar una impedancia (Z_1) en uno de los grupos de terminales (trazo discontinuo en figura 2). En este caso, la relación

$$v_1 = i_1 \cdot Z_1 \text{ es obvia.}$$

Haciendo uso de las fórmulas del girador anteriormente obtenidas,

$$i_2 = g_1 \cdot v_1,$$

$$v_2 = \frac{i_1}{g_2}.$$

Esto significa que la impedancia «vista» a través del otro grupo de terminales es:

$$Z_2 = \frac{v_2}{i_2} = \frac{i_1/g_2}{g_1 \cdot v_1} = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1}. \quad (1)$$

¿Qué hace un girador?

La aplicación práctica más importante de los giradores está en la simulación de induc-

tancias, y su utilización en circuitos resonantes LC.

Si la impedancia Z_1 de la figura 2 es una capacidad pura,

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C},$$

la fórmula (1) se convierte en:

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} \cdot g_1 \cdot g_2} = j\omega \frac{C}{g_1 \cdot g_2}. \quad (2)$$

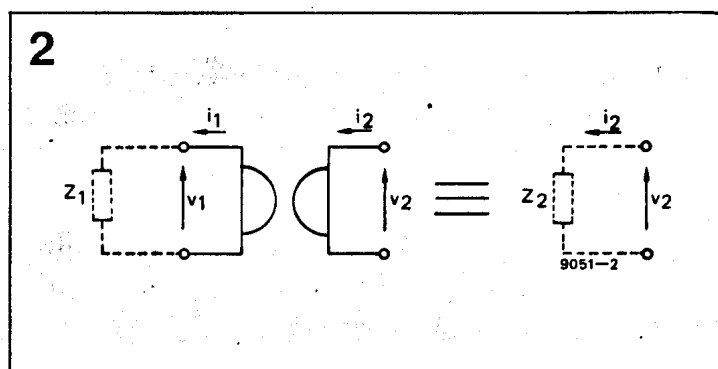
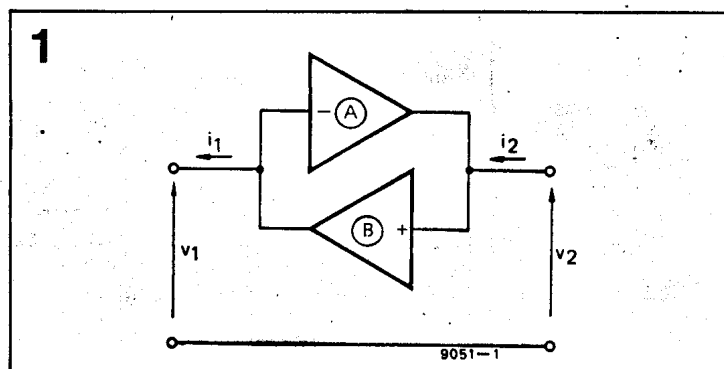
Dicho en palabras: si una capacidad se conecta a un par de terminales, el otro par de terminales se comporta como si se conectara una inductancia entre ellos con un valor en henrios igual a la capacidad en faradios dividido por el producto de las constantes de giro. Las constantes de giro son iguales a las pendientes de los amplificadores, lo que conduce a la interesante conclusión de que un valor menor para la pendiente conduce a un valor mayor para la inductancia simulada.

Es evidente que un circuito resonante (paralelo) LC puede ser simulado con el circuito mostrado en la figura 3a. En este circuito cada una de las resistencias R_1 y R_2 representan una conexión paralela de las componentes resistivas de la impedancia de entrada de un amplificador y de la impedancia de salida del otro (y de la resistencia de fugas del condensador, que es generalmente despreciable).

De la fórmula general de conversión del girador (1) se puede deducir que este circuito es equivalente al circuito de la figura 3b.

Figura 1.—Diagrama de bloques del circuito girador básico, consistente en un amplificador inversor y un no-inversor.

Figura 2.—Símbolo reconocido para el girador; su función es «girar» una impedancia Z_1 entre un par de terminales en otra impedancia (virtual) (Z_2) entre el otro par de terminales.



Este, a su vez, es equivalente al circuito de la figura 3c, siempre que R_1 y R_2 en el circuito original sean suficientemente grandes, comparadas con las impedancias de C_1 y C_2 a la frecuencia de trabajo.

Los componentes de la figura 3c se obtienen de los de la figura 3a como sigue:

$$L_1 = \frac{C_1}{g_1 \cdot g_2};$$

$$R_p = \frac{C_1}{C_2} \cdot R_1;$$

$$R_2 = R_2;$$

$$C_2 = C_2.$$

De estos valores, la frecuencia de resonancia (f_0) y el factor de calidad (Q) pueden ser calculados:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{g_1 \cdot g_2}}};$$

$$Q = 2\pi f_0 C_2 \cdot \frac{R_p \cdot R_2}{R_p + R_2} =$$

$$\frac{R_p \cdot R_2}{R_p + R_2} \cdot \sqrt{\frac{g_1 \cdot g_2 C_1}{C_2}}.$$

En la práctica se puede sustituir generalmente $g_1 = g_2 = g$ y $C_1 = C_2 = C$, de modo que la fórmula simplificada es:

$$f_0 = \frac{g}{2\pi C} \quad (3)$$

$$Q = g \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (4a)$$

Si además, $R_1 = R_2 = R$ (4a), puede ser de nuevo simplificada, quedando:

$$Q = \frac{1}{2} g \cdot R \quad (4b)$$

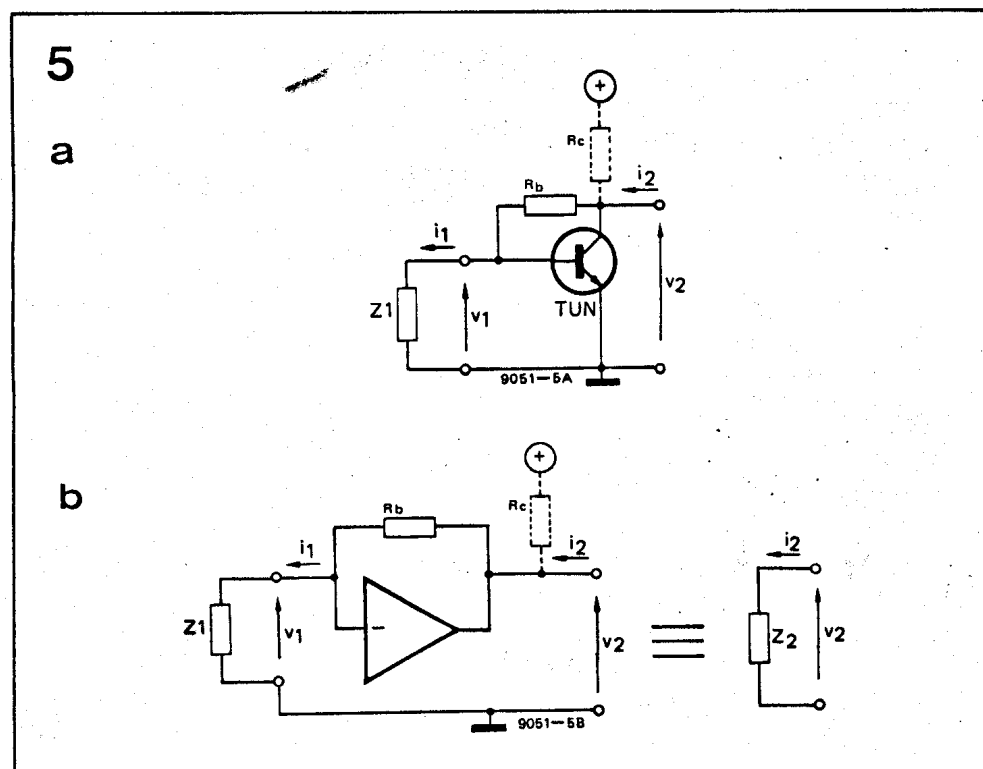
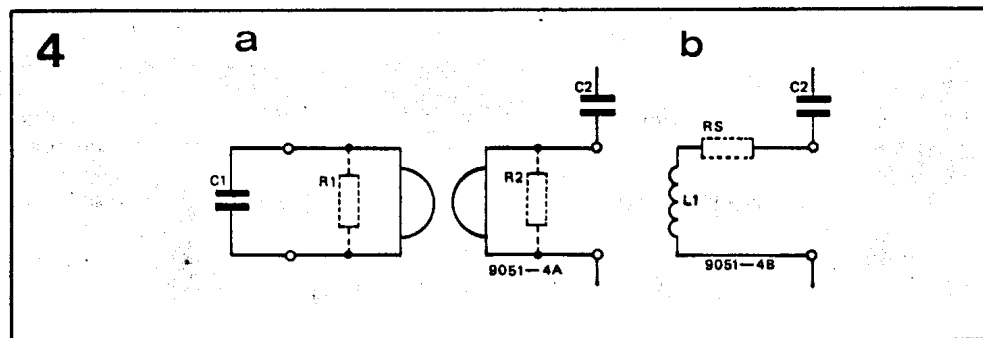
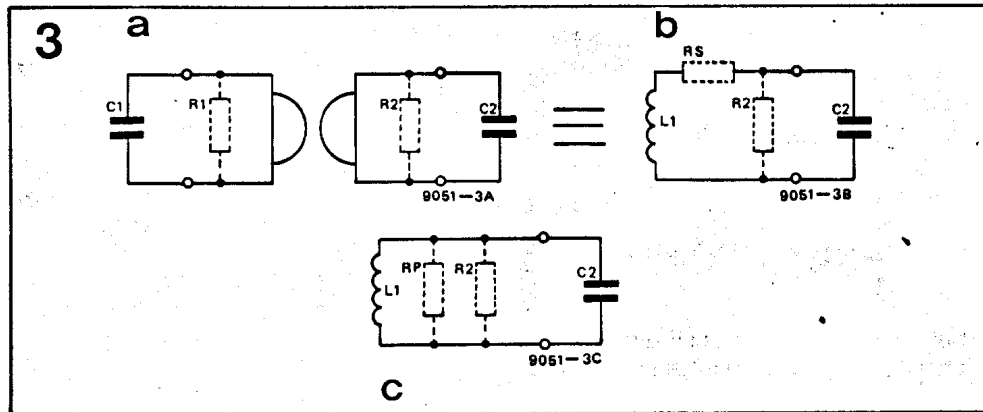
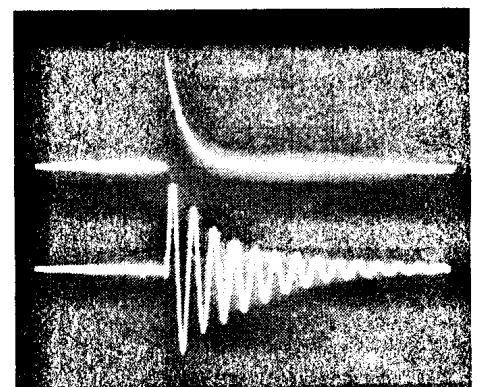


Figura 3.—La aplicación práctica más importante del girador: simular un circuito resonante paralelo LC (figura 3b y 3c), con la ayuda de un girador y dos condensadores (figura 3a).

Figura 4.—De la misma forma, se puede simular un circuito resonante serie (4b), mediante un girador y dos condensadores.

Figura 5.—Circuito básico (5a) y diagrama de bloques (5b) del girador con un TUN.



Resumen

Cuando una impedancia (Z_1) se conecta entre un par de terminales de un girador, aparece una impedancia virtual entre el otro par de terminales:

$$Z_2 = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1} \quad (1)$$

Si la impedancia Z_1 es una capacidad pura (C_1), y además $g_1 = g_2 = g$, la impedancia virtual (Z_2) es una inductancia:

$$Z_2 = j\omega \frac{C_1}{g_1 \cdot g_2} = j\omega \frac{C_1}{g^2} \quad (2)$$

que también se puede escribir como

$$L_2 = \frac{C_1}{g^2} \quad (2a)$$

Si se conecta un segundo condensador entre el segundo par de terminales, el resultado es un circuito sintonizado paralelo (LC). Si $g_1 = g_2 = g$; $C_1 = C_2 = C$ y las impedancias de entrada y de salida (R_1 y R_2) son iguales, la frecuencia de resonancia (f_0) y el factor de calidad (Q) son:

$$f_0 = \frac{g}{2\pi C} \quad (3)$$

$$Q = \frac{1}{2} g \cdot R \quad (4b)$$

Sin nuevos cálculos, podemos inducir que la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de un circuito sintonizado serie (figura 4) viene dada por las mismas fórmulas. De lo expuesto, es obvio que las impedancias de entrada y de salida de los amplificadores deben ser tan altas como sea posible para conseguir un factor de calidad alto. La pendiente debe ser también alta, si se quiere un Q alto; sin embargo, esto conduce a una frecuencia de resonancia alta, a menos que sean usados condensadores relativamente grandes. Un cálculo simple muestra esto: para, por ejemplo, $Q = 100$ a una $f_0 = 100$ Hz., la constante de giro (o pendiente) debe ser $g = 2 \cdot 10^{-3}$ (si las impedancias de entrada y salida se supone que son $1M\Omega$) y se necesitan unos condensadores $C_1 = C_2 = 30 \mu F$; si estos condensadores son electrolíticos, la resistencia equivalente de fugas podía exceder el valor supuesto arriba ($1M\Omega$), de modo que se requeriría un valor más alto aún para g , y, por lo tanto, para los condensadores, y así sucesivamente.

Habiendo explicado la teoría del girador, podemos discutir ahora algunos circuitos prácticos.

Girador con un TUN

Este circuito particular es usado con regularidad, aunque es dudoso, sin embargo, que mucha gente se dé cuenta de que trabaja como un girador.

El circuito básico se muestra en la figura 5a, y la figura 5b muestra el mismo circuito con más símbolos teóricos. Es claramente un girador asimétrico: el transistor es

el amplificado inverso, con una constante de giro.

$$g_1 = \frac{i_2}{v_1} = S \approx 40I_C$$

La resistencia colector-base es el amplificador no inversor, con una constante de giro.

$$g_2 = \frac{i_1}{v_2} \approx \frac{1}{R_b}$$

La segunda aproximación está basada en la suposición de que v_2 es mucho más grande que v_1 , lo cual es generalmente cierto en la práctica. La conversión de impedancia está, por lo tanto, definida en este caso como:

$$Z_2 = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1} \approx \frac{R_b}{S \cdot Z_1}$$

Una aplicación práctica de este girador se encuentra en la figura 6; en este caso la pendiente es aproximadamente igual a

$$S \approx 40I_C \approx 200 \cdot 10^{-3} \text{ A/V},$$

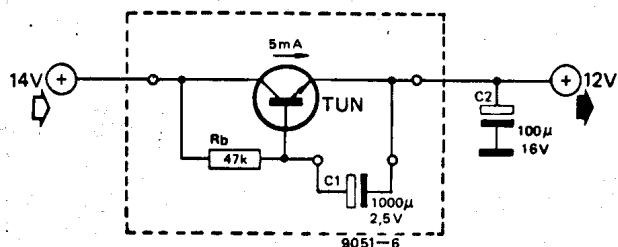
así que la impedancia virtual de la sección dentro de las líneas de puntos es aproximadamente:

$$Z_2 \approx \frac{R_b}{S \cdot Z_1} \approx j\omega \cdot \frac{47 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^2} \approx j\omega \cdot 250.$$

En otras palabras, se comporta como una bobina con una inductancia de 250 Ha. Añadiendo el condensador C_2 en la salida nos da un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de aproximadamente 0,3 Hz. Esto significa que es un circuito de alisado, muy útil para fuente de alimentación de un preamplificador, por ejemplo. El factor de calidad es muy bajo, desde luego. Teóricamente, $Q \approx 1$ en este caso, así que es generalmente inadecuado para otras aplicaciones. $\blacksquare$

Figura 6.—Aplicación práctica del girador con un TUN en un circuito de alisado para la fuente de alimentación de un preamplificador. La impedancia de la sección entre las líneas de puntos es equivalente a una inductancia de 250 H.

6



minifrecuencímetro digital

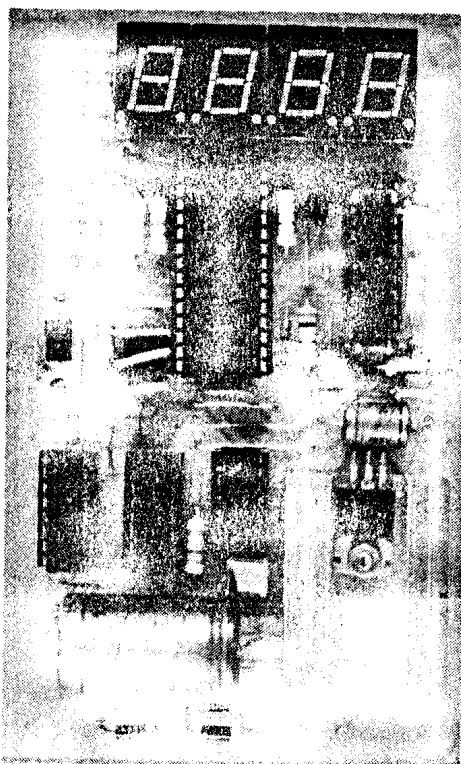
Este minicontador es un sencillo, pero muy funcional, frecuencímetro, que medirá señales entre 10 Hz. y 1 MHz., con presentación en formato de cuatro dígitos. El contador está compuesto por seis circuitos integrados, cuatro displays de siete segmentos y un puñado de componentes discretos. Todo el instrumento (con excepción del transformador de alimentación) puede montarse en una placa de circuito impreso relativamente pequeña. El minicontador no utiliza un oscilador de cristal como base de tiempos, sino que toma la frecuencia de la red como referencia, por tanto la precisión de este circuito será obviamente inferior a la de un contador con cristal de cuarzo. Sin embargo, para aplicaciones no profesionales sus prestaciones son más que adecuadas. La figura 1 presenta el diagrama completo del minicontador. El corazón del circuito es el circuito integrado MK50398N (Mostek). Este LSI (Integración en gran escala) contiene un contador BCD de seis dígitos, una memoria, un decodificador BCD a siete segmentos y el multiplexador para los dígitos.

Nuestro minicontador solamente utiliza cuatro de los seis dígitos posibles. Esto no es solamente para reducir las dimensiones del contador a un mínimo, sino también porque la precisión del medidor no garantiza el uso de más de cuatro dígitos. Los displays están «multiplexados» del modo normal; los cátodos comunes de los cuatro dígitos son conectados a tierra por medio de los inversores NI a N4, los cuales son activados ciclicamente mediante las salidas D5 a D2 del 50398N. Los ánodos de los segmentos reciben su tensión de alimentación por medio de R3 a R9 de las salidas a...g. La frecuencia de conmutación de los dígitos es controlada por medio del propio 50398N; su valor viene determinado por C11 y resulta ser unos 2 kHz.

La señal de entrada es amplificada por el transistor T1 y ataca después directamente la entrada de reloj del contador; el diodo D6 protege esta entrada frente a grandes tensiones negativas.

El contador cuenta los impulsos a la entrada de reloj (clock), mientras la entrada del inhibidor de conteo esté en el «0» lógico, lo que quiere decir que la salida Q del flip-flop FF2 está en «0». Este flip-flop es «conmutado» ciclicamente por la frecuencia de reloj del minicontador. La frecuencia de reloj se obtiene de la frecuencia de la red. Por medio de los inversores N5 y N6, los cuales forman juntos un disparador Schmitt, la

El corazón de este instrumento es un circuito integrado de Mostek, el MK50398N. Utilizando este circuito integrado es posible construir un contador que resulta más que suficiente para la mayoría de los aficionados.



tensión sinusoidal de la red se transforma en onda cuadrada al nivel de señal CMOS, pasando luego a los circuitos integrados IC4 e IC5, que la dividen obteniendo ondas cuadradas de 10 y 1 Hz., respectivamente. El minicontador puede usarse con las dos frecuencias de red 50 Hz. y 60 Hz. Para la selección de la frecuencia de red se cambia la conexión en la patilla 15 del circuito integrado IC4 (ver figuras 1 y 2).

Dependiendo de la posición del interruptor S1, la frecuencia de 10 Hz. o de 1 Hz. alimentará la entrada de reloj de flip-flop FF2. En el primer caso, la salida Q de este flip-flop baja a «0» durante 0,1 s., mientras que en el último caso lo hace durante un período de 1 s.

Al final de este intervalo la salida Q del FF2 pasará a nivel alto, el conteo se interrumpe y se dispara FF1. El resultado de esto es que la entrada de almacenamiento (store) del 50398N queda en «0», el estado de los seis contadores BCD se transfiere al «latch» (memoria) y son presentados en el display los cuatro dígitos intermedios.

Después del pequeño lapso que tarda C7 en cargarse el FF1 vuelve a quedar a «0» (FF1 junto con C7 y R11 actúa como monostable). Q entonces pasa a «1», la entrada de almacenamiento del 50398N queda también a nivel «1» y el contenido del contador es retenido. Poco después de que FF1 se haya «volcado», el condensador C2 se cargará y la entrada de borrado del contador se pondrá a «1». Esto sitúa en cero a los seis contadores BCD para el próximo ciclo de conteo, pero no tiene efecto sobre el «latch», con lo que las cifras del display no se pierden.

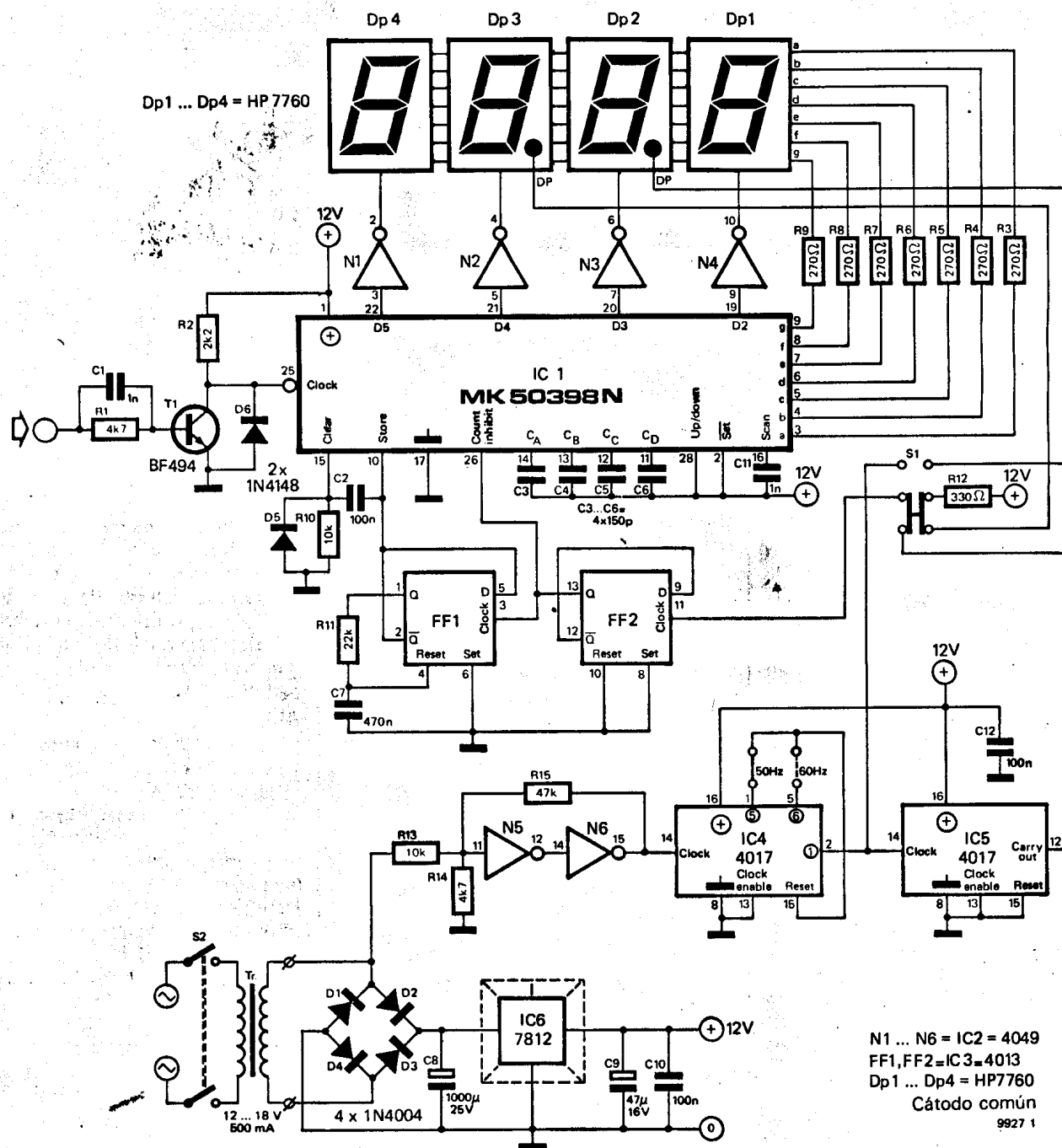
El diodo D5 protege el terminal de borrado frente a impulsos negativos.

Además de la frecuencia de los impulsos de reloj que alimentan al flip-flop FF2, el in-

Especificaciones:

Sensibilidad : 1 V pp.
Máxima tensión de entrada : ± 5 V pp.
Impedancia de entrada (mín.): 4K7
Máxima frecuencia medible 1 MHz.
Es importante recalcar que desde el contador no puede medir señales con una componente continua superpuesta.

1



terruptor S1 controla la posición del punto decimal. Los valores máximos que pueden ser presentados con estos dos alcances son 99,99 KHz (período de 1 s.) y 999,9 KHz (período de 0,1 s.), respectivamente. La fuente de alimentación que utiliza el minicontador es un circuito integrado regulador de tensión tipo 7812.

La placa del circuito impreso

La placa del circuito impreso, el dibujo de las pistas y la disposición de los componentes pueden verse en la figura 2. En la placa se dispondrán todos los componentes de la figura 1 con excepción del transformador

Figura 1.—Circuito completo del minicontador.

Figura 2.—Placa de circuito impreso y disposición de componentes para el minicontador (EPS 9927).

de red y el interruptor S2. Si se montan los componentes suficientemente cerca de la placa, el resultado será un instrumento compacto y manejable.

Para usarlo con la frecuencia de red de 50 Hz. (frecuencia europea), deberá soldarse el hilo conductor dibujado como una línea continua cerca de C8 sobre la placa; para usarlo con frecuencia de red de 60 Hz. (frecuencia norteamericana) deberá soldarse el hilo dibujado a trazos en vez del anterior.

El circuito integrado regulador de tensión IC6 debería ser montado con un disipador adecuado.

El margen de frecuencia medible del minicontador puede ampliarse a 10 MHz., conectando un contador de décadas (divisor por 10) 1490 entre F1 y la entrada de reloj de IC1. Si se desea, la precisión del minicontador puede incrementarse utilizando una base de tiempos de cristal.

2

Lista de componentes:

Resistencias:

R1, R14 = 4k7
 R2 = 2k2
 R3... R9 = 270 Ω
 R10, R13 = 10 k
 R11 = 22 k
 R12 = 330 Ω
 R15 = 47 k

Condensadores:

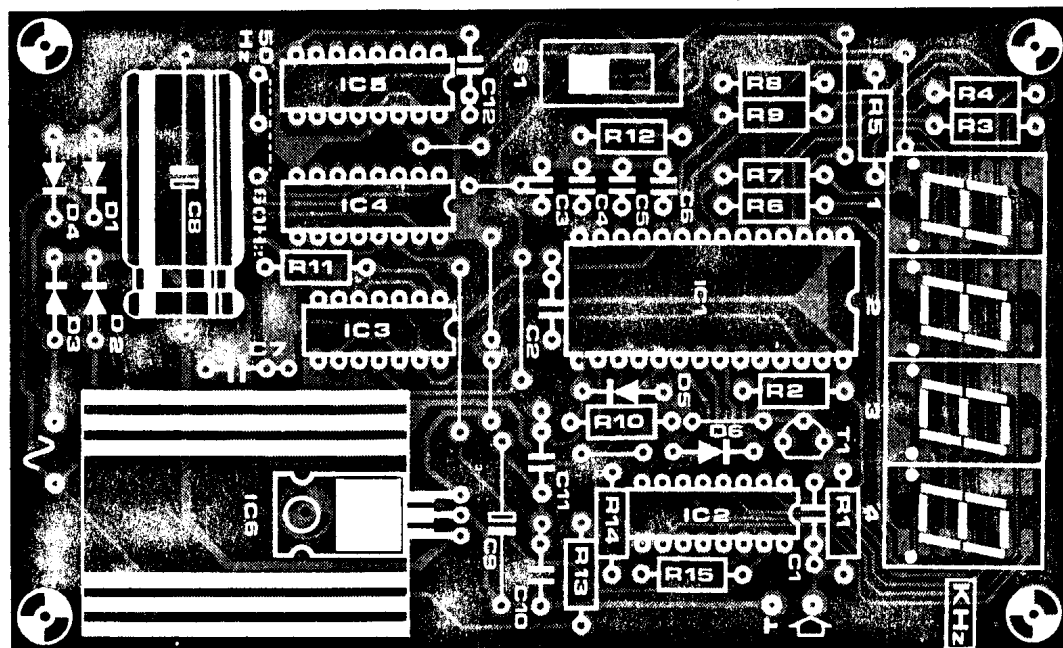
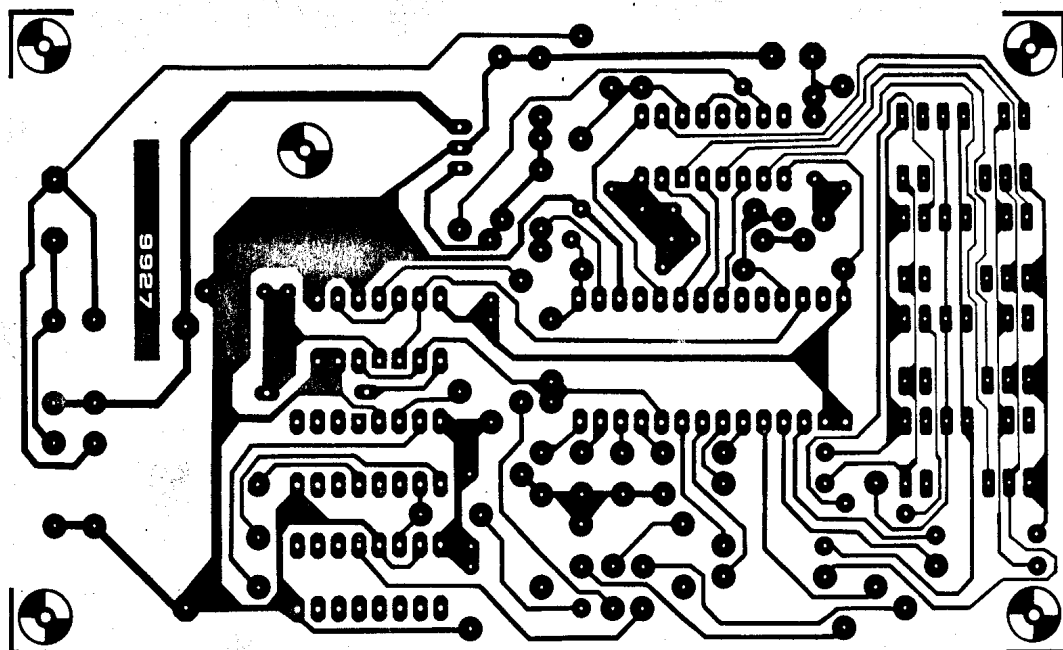
C1, C11 = 1 n
 C2, C10, C12 = 100 n
 C3... C6 = 150 p
 C7 = 470 n
 C8 = 1000 μ /25 V
 C9 = 47 μ /16 V

Semiconductores:

IC1 = MK 50398N (Mostek)
 IC2 = 4049
 IC3 = 4013
 IC4, IC5 = 4017
 IC6 = 7812
 T1 = BF 494
 D1... D4 = 1N4004 o equiv.
 D5, D6 = 1N4148 o equiv.

Varios

DP1... DP4 = display HP 7760
 Cátodo común
 Tr = Transformador
 12... 18 V/500 mA
 S1 = Interruptor DPDT
 S2 = Interruptor de alimentación



Estabilidad de la frecuencia de red

En condiciones normales, la frecuencia de red en toda Europa se mantiene en 50 Hz $\pm$ 0,1 Hz. (es decir, dentro del 0,2 %). En casos excepcionales, este error puede llegar al 0,4%, pero esto ocurre tan raramente que puede ser ignorada esta

posibilidad cuando se utiliza la frecuencia de la red como referencia para relojes o frecuencímetros. Para relojes eléctricos, el error acumulado durante mucho tiempo es importante. Por ejemplo, si la frecuencia fuese de 50,1 Hz. durante un día completo, esto ocasionaría un adelanto de cerca de tres minutos. Sin embargo, como estos errores ocasionales se compensan a lo largo del tiempo, el error total para cual-

quier periodo (día, mes o incluso año) raramente pasa del minuto.

En definitiva, para equipos que utilizan la frecuencia de red como base de tiempo de referencia la precisión es:

- precisión instantánea (importante en los contadores de frecuencia) nominal: $\pm$ 0,2%;
- en el peor caso: $\pm$ 0,4 %;
- la precisión a largo plazo (importante para relojes): $\pm$ 1 minuto.

exposímetro logarítmico

¿Lineal o logarítmico?

Cuando se toma una fotografía, la exposición de la película puede ser variada de dos maneras: modificando la velocidad de disparo o cambiando la abertura del diafragma. Aumentando la abertura en un paso se dobla la cantidad de luz que llega a la película, es decir, la escala de aberturas está calibrada logarítmicamente.

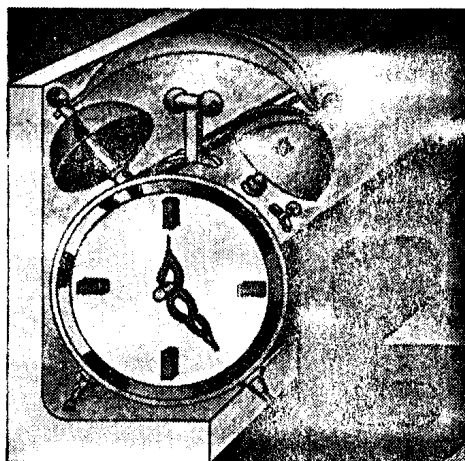
En el cuarto oscuro, cuando sacamos copias o ampliamos, la exposición del papel fotográfico se varía modificando el tiempo que la lámpara está encendida. Aquí, otra vez, es apropiada la escala logarítmica. Por ejemplo, consideremos un reloj con escala lineal calibrada de 0 a 100 segundos en intervalos de cinco segundos. El primer paso de 5 a 10 segundos doblará el tiempo de exposición; sin embargo, al final de la escala, un cambio del tiempo de exposición de 95 a 100 segundos tendrá poco efecto en la copia final, pues este último paso representa un cambio de solamente un 5 por 100 en el tiempo de exposición. Esto significa que: a) la escala de tiempo está calibrada demasiado finamente en el extremo superior, pero probablemente es demasiado poco fina en el inferior, y b) el alcance de tal reloj es limitado, ya que para poder señalar 200 segundos se requiere un conmutador de 40 pasos.

Este inconveniente puede, desde luego, evitarse construyendo un exposímetro digital programado mediante conmutadores giratorios de décadas, pero así quedaría aún la dificultad básica de tener que estimar cuánto hay que incrementar o disminuir el tiempo de exposición para obtener una copia más clara o más oscura.

En el circuito expuesto aquí, cada «paso» del conmutador de tiempo dobla el tiempo de exposición así a cada posición del conmutador le corresponderá un efecto constante en la densidad de la copia final. Si se requiere un incremento más fino, se proporciona una posición de «medio paso» que incrementa el tiempo de exposición en un factor de $\sqrt{2} = 1.4$.

En la figura 1 se da un diagrama de bloques del exposímetro. Los pulsos de un generador de reloj de 10 Hz. son divididos por un contador cuya relación de división puede ser fijada en 5 ó 7 por medio de S1a. Esto significa que con S1a en la posición «x1.4» (divide por 7) el período de pulso de salida del contador es, $7/5 (= 1.4)$ veces el período de la onda e salida con S1a en la posición «x1» (divide por cinco). Obsérvese que 1.4 es una aproximación razonable a $\sqrt{2}$.

Aunque existe una gran cantidad de diseños de exposímetros, muchos de los existentes padecen de las dobles desventajas de una escala de tiempo lineal y de controles poco prácticos, que dejan al usuario perdido en la oscuridad. El diseño presentado aquí supera estos inconvenientes mediante el uso de una escala de tiempos logarítmica y unos controles diseñados ergonómicamente.



La frecuencia de reloj dividida es entonces enviada al circuito conmutador de marcha-paro, y también al contador binario de 12 bits. El circuito de marcha-paro se suministra con salidas Q y $\bar{Q}$, en el estado de reposo la salida $\bar{Q}$ es alta, manteniendo el contador binario en 0.

Cuando se presiona el botón de encendido la salida Q se hace alta con el primer flanco ascendente del pulso de reloj eliminando la inhibición en el contador, que empieza a contar los pulsos de reloj. S2 se usa para seleccionar la salida particular del contador en la que deberá interrumpirse la operación de contado. Cuando esta salida se hace alta, la salida Q del circuito de marcha-paro se hace baja y la salida complementaria $\bar{Q}$ se hace alta, lo cual para la cuenta y repone el contador a cero. Se dispone también de un botón de parada manual para la reposición a cero del exposímetro antes de la puesta en marcha, o para finalizar manualmente la temporización. Como cada etapa del contador binario divide por dos la frecuencia de salida de la etapa anterior, el período de salida de cada etapa es dos veces el del paso precedente, lo que da lugar a una progresión logarítmica. Las salidas Q y $\bar{Q}$ se emplean para excitar un relé o relés que encienden la lámpara de la ampliadora o de la reproductora durante el intervalo de tiempo deseado y, si se requiere, apagan la luz de seguridad del cuarto oscuro.

El circuito completo del exposímetro viene dado en la figura 2.

El generador de la señal de reloj es un multivibrador astable construido alrededor de dos puertas NAND, N1 y N2. La frecuencia del reloj es dividida por ICI, un contador de décadas 4017.

Dependiendo de la posición de S1a, este contador contará hasta 5 o hasta 7 antes de reponerse el mismo a cero a través de N3 y N4. Los pulsos de reloj divididos se presentan a la salida de N3.

El circuito de marcha-paro comprende dos flip-flops tipo D, FF1 y FF2. En el estado de reposo, por ejemplo, cuando hemos presionado el botón de parada, la salida $\bar{Q}$ del FF1 mantendrá la entrada de reposición del contador binario IC3 a nivel alto, y de este modo se le impide contar.

Cuando se presiona el botón de arranque, C2 se carga a través de R4, produciendo un corto pulso positivo que hace bascular a FF2. La salida Q del FF2 mantendrá ahora la entrada D de FF1 a nivel alto, de manera que en el siguiente flanco positivo del pulso de reloj, la salida Q de FF1 se hará baja,

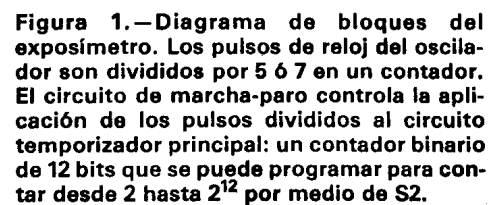
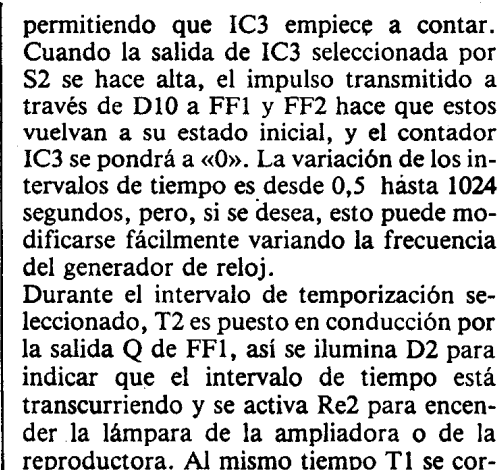


Figura 2.—Circuito completo del exposímetro. Una disposición alternativa utiliza un conmutador de 24 posiciones para reemplazar a S1 u S2 (figura 2a).



ta, apagándose D1 y desactivándose Re1 para apagar la luz de seguridad del laboratorio.

Se supone, en lo anterior, que se emplean relés con un solo contacto de trabajo. Si se dispone de un relé provisto de inversor se podrá actuar simultáneamente sobre la lámpara de la ampliadora, encendiéndola, y sobre la luz de seguridad, apagándola. En este caso bastará con un solo relé, el Re2, pudiéndose prescindir de Re1. Los taladros correspondientes a la bobina de Re1 se puentearán con hilo conductor.

La capacidad de tensión y corriente de los contactos del relé deberá ser suficiente para poder conmutar la intensidad consumida por la lámpara. El valor nominal de la bobina del relé puede ser de 12 V. a 50 mA. o menor. En el primer caso, R8 y R9 pueden reemplazarse por puente de hilo conductor. Sin embargo, si se utiliza un relé de más baja tensión, deben elegirse valores adecuados para R8 y R9 que limiten la corriente del LED a 50 mA. Por ejemplo, si se usa un relé de valor (nominal) 6 V/50 mA., las resistencias R8 y R9 deberán tener un valor de:

$$\frac{12-6}{50} \text{ k}\Omega = 120 \Omega.$$

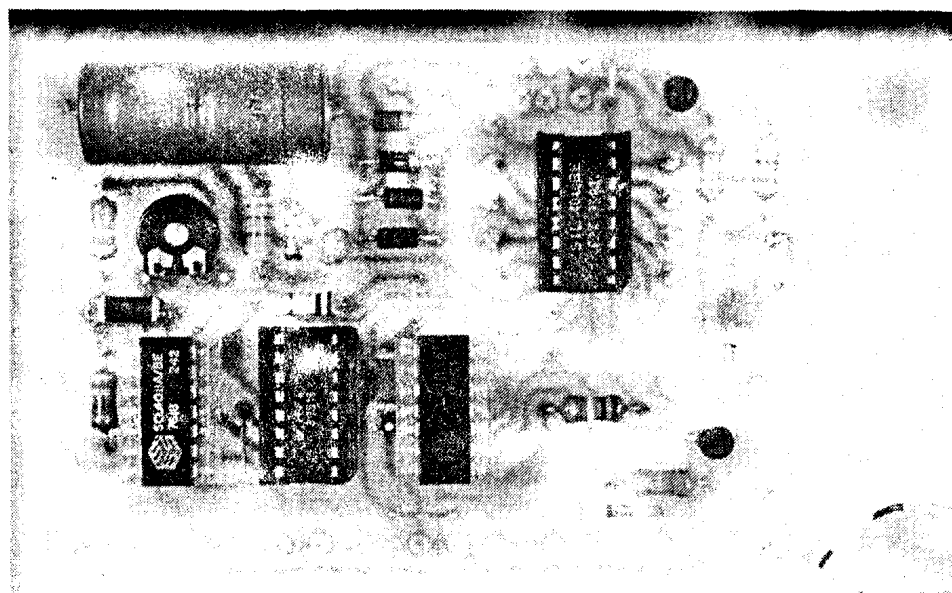
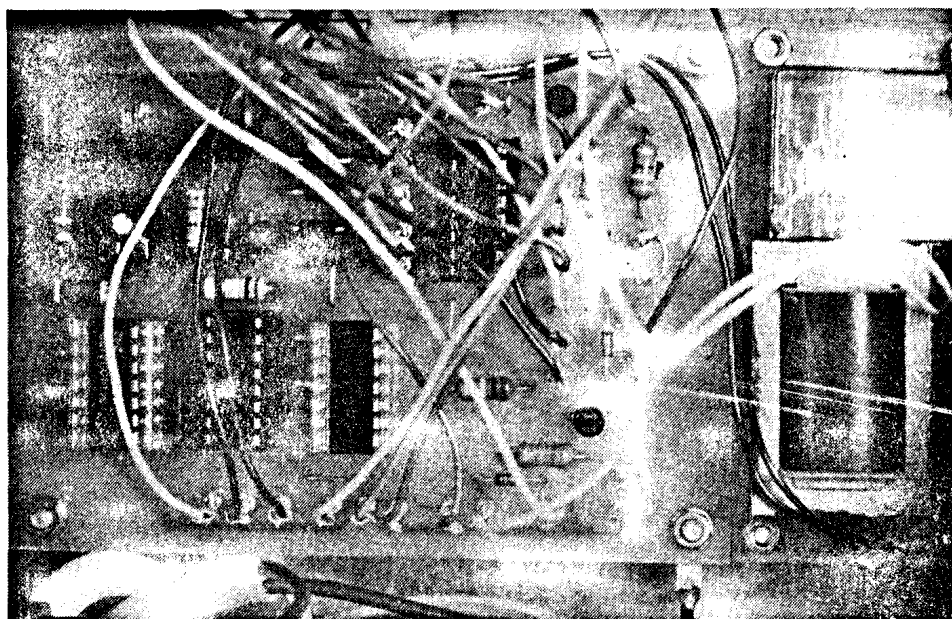
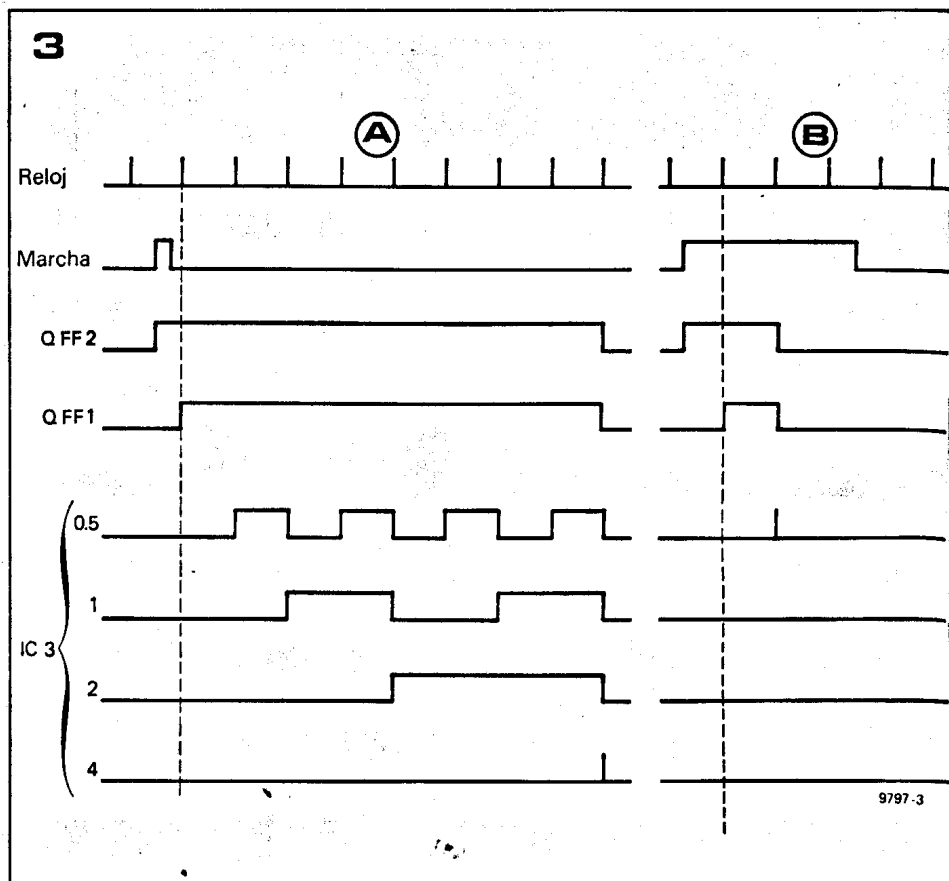
La figura 3 muestra un diagrama de tiempos del circuito. En la parte izquierda del diagrama (A), S2 está seleccionado en 4 segundos. Después de pulsado el botón de marcha, la salida Q de FF1 se hace alta con el siguiente pulso de reloj y se mantiene así hasta que la salida 4 del contador se hace alta provocando la reposición de FF1. La parte derecha del diagrama (B) muestra que el intervalo de tiempo no se ve afectado por pulsar inadvertidamente el botón de arranque. En esta caso el intervalo de tiempo seleccionado es de 0,5 segundos, el cual se mantiene a pesar del hecho de que el botón de arranque ha sido presionado durante un tiempo más largo.

Construcción

En la figura 4 se da la placa de circuito impreso y la distribución de componentes para el temporizador. Se requiere una cuidadosa atención en la construcción si el exposímetro se desea que sea seguro y fácil de usar. La figura 5 muestra una sugestiva distribución del papel frontal. El conmutador de doce posiciones lleva un botón que está unido a un disco de plexiglás marcado con 24 intervalos de tiempo. D11 se coloca debajo del disco de forma que ilumine intervalos enteros, es decir, 0,5, 1, 2, 4, 8, segundos, etc., mientras que D12 se coloca de modo que ilumine los medios intervalos, es decir, 0,7, 1,4, 2,8 segundos, etc.

Los LEDs D1 y D2 se montan para que indiquen qué botón debe ser pulsado a continuación; así D1, que está encendido con exposímetro en reposo, está montado próximo al botón de arranque, indicando que este es el botón que hay que pulsar para comenzar la secuencia de tiempo.

D2, que está encendido durante la secuencia de tiempo, se monta próximo al botón de parada, de forma que este botón pueda encontrarse fácilmente para parar el temporizador si es necesario.



Lista de componentes de la figura 4

Resistencias:

R1 = 820 k
 R2 = 270 k
 R3, R4 = 100 k
 R5, R6 = 22 k
 R7 = 560 Ω
 R8 = Ver texto
 R9 = Ver texto

Condensadores:

C1 = 150 n
 C2 = 10 n
 C3 = 470 μ /25 V
 C4 = 10 μ /16 V tantaló

Semiconductores:

D1, D2, D11, D12 = LED
 D3 = zener 10 V/400 mW
 D4, D5, D6, D7 = 1N4001 o equivalente
 D8 = 1N4148 o equivalente
 D9 = 1N4148 o equivalente
 D10 = DUS
 T1, T2 = BC547
 IC1 = CD4017
 IC2 = CD4013
 IC3 = CD4040
 IC4 = CD4011

Varios

S1: Conmutador basculante DPDT
 S2: Conmutador unipolar de 12 posiciones
 S3 y S4: Conmutador de pulsador.
 Fusible lento de 100 mA y portafusible.
 Re: Relé de valor nominal de la bobina 12V/50 mA, con contacto N.O. unipolar, apropiado para 240 V. (ver texto).
 Ref2: Como Re, o con contacto conmutador (ver texto).
 2 Zócalos
 Disco de plexiglás y rótulos de letraset.

4

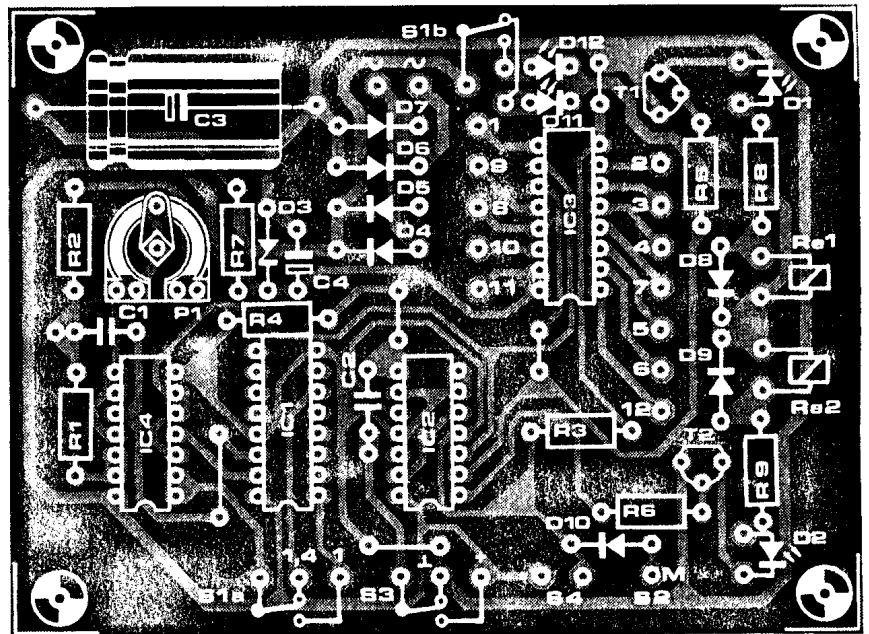
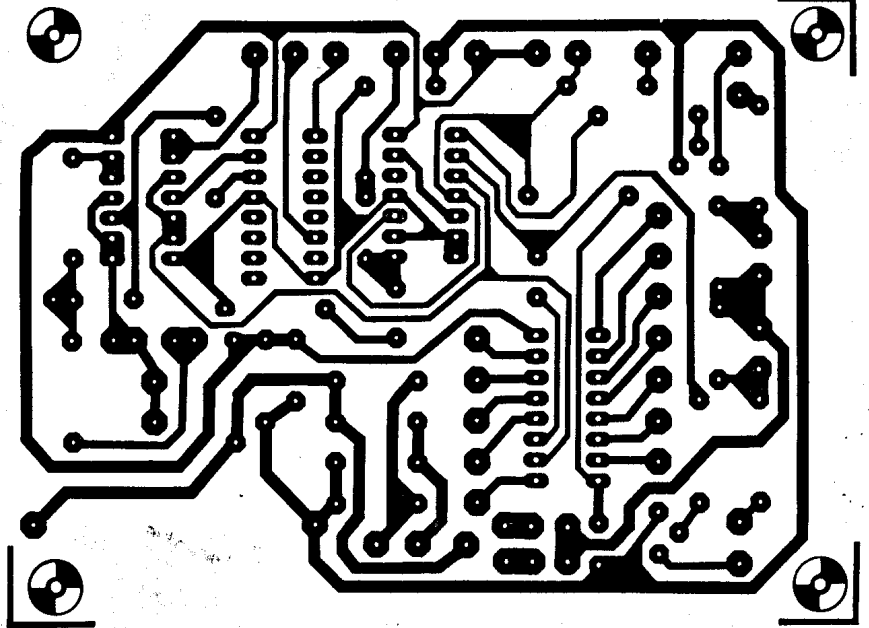
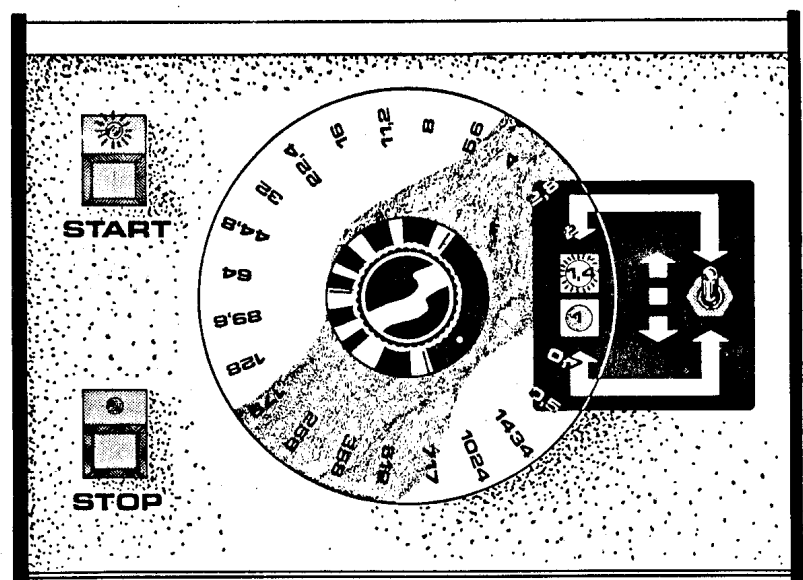


Figura 3.—Diagrama de tiempos del exposímetro. Para simplificar sólo se muestran las cuatro primeras salidas del contador binario.

Figura 4.—Placa de CI y distribución de componentes para el exposímetro. El transformador, los relés y los mandos se montan fuera de la placa.

Figura 5.—Disposición aconsejable para el panel frontal del exposímetro.

5

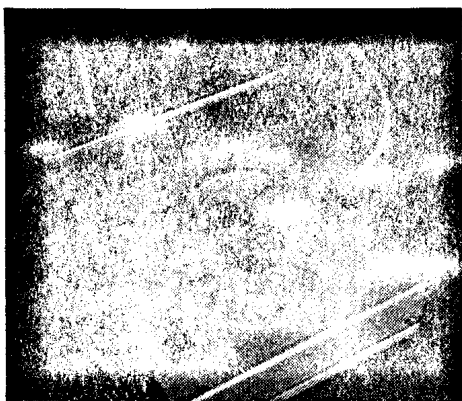


Como alternativa a S1 y S2 puede usarse un conmutador bipolar, de 24 posiciones, cableado como muestra la fig. 2. La agrupación de este conmutador que sustituye a S1a es cableada de modo que conmute IC1 alternativamente entre X1 y X1,4 mientras la agrupación que reemplaza a S2 es cableada de forma que cambie la salida seleccionada de IC3 en cada segunda posición del conmutador. S1b y D12 son entonces superfluos y D11 es simplemente cableado de modo que ilumine permanentemente el disco de plexiglás. Sin embargo, hay que hacer constar que el conmutador de 24 posiciones no es muy fácil de obtener, y es por lo que fue adoptada en primer lugar la utilización de dos conmutadores. En vista del hecho de que frecuentemente se trabaja con las manos húmedas en el cuarto oscuro, y que hay probablemente algunos puntos de «tierra», como por ejemplo los grifos de agua, la instalación eléctrica y la construcción mecánica debe ser de alta fiabilidad para prevenir cualquier peligro de descarga eléctrica. Primeramente, la caja del exposímetro debe ser a prueba de salpicaduras (no se necesita ventilación, dado que el consumo de potencia es bajo) y todas las partes metálicas deben estar firmemente unidas a la toma de tierra. Toda la instalación eléctrica debe realizarse usando cable apropiado, doblemente aislado, y se debe tener cuidado con las grapas de sujeción del cable, de manera que no haya peligro de que un hilo desnudo toque alguna parte de metal de la caja produciendo derivaciones. Las salidas de los relés a la lámpara pueden llevarse a la parte posterior de la caja en zócalos (enchufes) normales.

Como recomendación final de seguridad: como con cualquier equipo eléctrico que deba ser usado en condiciones de humedad, por ejemplo, lavadoras, cortadoras de césped, etc., conviene que la instalación eléctrica de la casa esté en buenas condiciones, con toma de tierra y dotada de diferencial.

Calibrado

Para calibrar el exposímetro, simplemente basta con seleccionar mediante S1 y S2 un intervalo corto conveniente, tal como 8 segundos, y ajustar P1 hasta que el temporizador concuerde con algún medidor de tiempo, como puede ser un cronómetro. Entonces, comprobar el exposímetro en los rangos más altos, donde los intervalos de tiempo más largos permiten un control más preciso de exactitud, reajustando P1 si es necesario.



el 723 como fuente de intensidad constante

El 723 es un circuito integrado, regulador de tensión, muy conocido por su versatilidad, buena regulación y bajo coeficiente de temperatura. Por si fueran pocas sus muchas posibilidades como regulador de tensión, es posible también su empleo como regulador de intensidad. (fuente de intensidad constante).

La figura 1 es el esquema interno simplificado del μA 723 y de sus equivalentes LM 723, TBA 281, etc. El circuito consta de una referencia de tensión compensada en temperatura, un amplificador diferencial, transistor de control y transistor de salida y un transistor detector de intensidad para aquellos casos en que se requiera limitación de corriente. La tensión de referencia de $7,15 \text{ V} \pm 5 \%$ corresponde a la pata 4 en el circuito con encapsulado metálico, y en la 6, en el encapsulado plástico (DIL). Es conveniente familiarizarse con el esquema de la figura 1, porque nos permitirá comprender mejor el montaje en fuente de intensidad (figura 2).

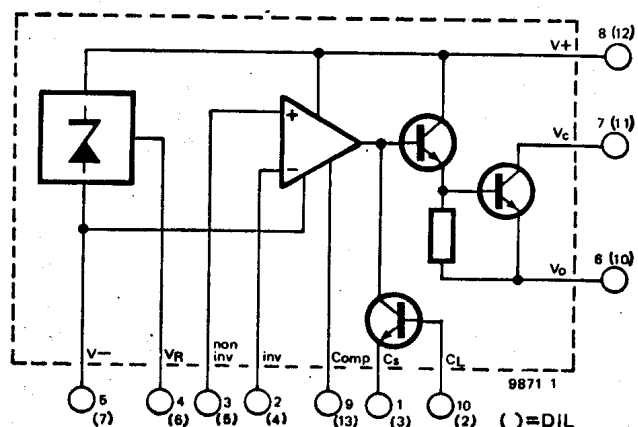
El amplificador diferencial se conecta como seguidor de tensión (la salida V_o conectada directamente a la entrada inversora). El divisor de tensión formado por R_2 y R_3 proporciona alrededor de $2,2 \text{ V}$ a la entrada no inversora. Y como el amplificador está conectado como seguidor de tensión, este valor ($2,2 \text{ V}$) aparecerá también en la salida V_o . Por tanto, circula a través de R_1 una corriente de valor constante.

$$I = \frac{2.2}{R_1}$$

Figura 1.—Circuito interno simplificado del 723. Los números en paréntesis corresponden a encapsulado plástico (DIL); los otros números corresponden al encapsulado metálico.

De la figura 1 se deduce que prácticamente este valor de intensidad es el mismo que cir-

1



cula por R_L , independientemente del valor de R_L . El valor de R_L máximo es:

$$R_L = \frac{U_b - 2.2}{I} \quad (\Omega, V, A).$$

Siendo V_b la tensión de alimentación.

Aunque la máxima intensidad de salida del 723 es 150mA, debe ponerse cuidado en no sobrepasar la máxima disipación posible (800 mw) del circuito integrado. Esta disipación máxima tendrá lugar lógicamente con $R_L = 0$, ya que en ese caso cae en el transistor de salida del circuito integrado $V_b = 2,2$ y la disipación será:

$$P = (U_b - 2.2) \times I \quad (W, V, A).$$

de donde, sustituyendo P por su valor máximo de 0,8 W, se obtiene:

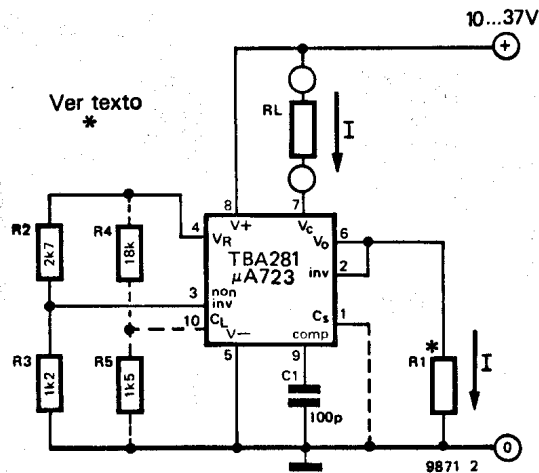
$$I_{max} = \frac{0.8}{U_b - 2.2} \quad (A, W, V).$$

Con una tensión de alimentación de 10 V, resulta $I_{m\acute{a}x} = 100$ mA, y con 37 V (tensión máxima de alimentación), $I_{m\acute{a}x} = 23$ mA. Puede dotarse al 723 de un limitador térmico exterior para evitar el sobrecalentamiento. Esto es posible utilizando el transistor limitador de intensidad como sensor de temperatura. A 30° C, el codo de la tensión base-emisor de este transistor está en 0,65 V, aproximadamente, pero a 120° baja a 0,5 V. Las resistencias R4 y R5 (a trazos) aplican aproximadamente 0,5 V a la base de ese transistor (obsérvese también la conexión a trazos con la patilla C_s). Este voltaje normalmente es menor que la tensión de umbral del transistor, y éste no entra en conducción, pero a 120° C, cuando el codo de tensión baja a 0,5 V, el transistor conmuta a conducción, con lo que baja la tensión de base del transistor de control, disminuye en consecuencia la intensidad de salida y, por tanto, la disipación.

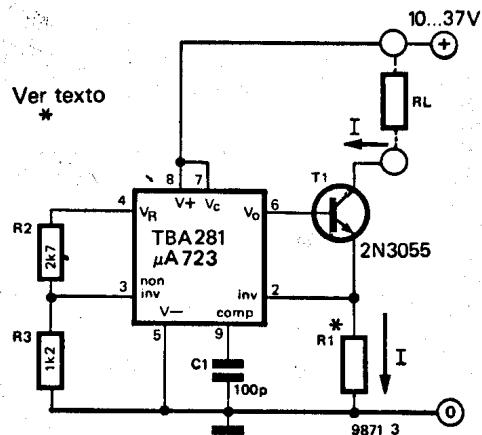
Si se necesita una corriente de salida mayor, puede añadirse al 723 un transistor exterior de potencia, como se ve en las figuras 3 y 4. Si se añade un transistor NPN, éste se conecta simplemente como una extensión de los seguidores de emisor internos del CI: la base a V_o y el emisor a la entrada inversora. Sin embargo, si se emplea un transistor PNP, es necesario modificar ligeramente el circuito: se conecta V_o a la entrada inversora y la base del transistor exterior V_c (colector del transistor de salida del CI). La ecuación vista anteriormente para calcular la intensidad de salida se mantiene válida también para estos dos circuitos.

También puede añadirse en estos circuitos el limitador térmico, pero debe tenerse en cuenta que sólo protege el CI y no al transistor exterior; como la disipación en el transistor exterior puede ser bastante alta, es muy conveniente dotarlo de un disipador; por ejemplo, con una tensión de alimentación de 37 V y una intensidad de 1A, en corto circuito el transistor exterior deberá disipar de unos 35 W.

2



3



4

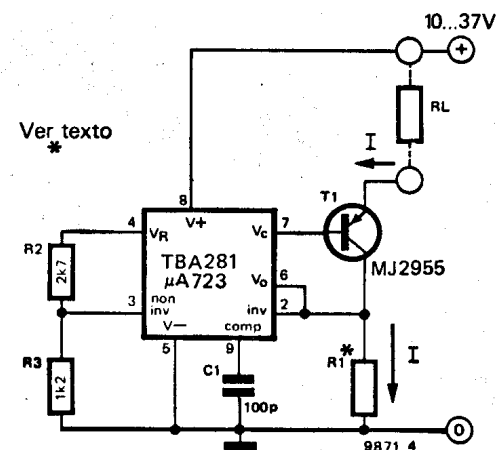


Figura 2.—El 723 utilizado como fuente de corriente constante.

Figuras 3 y 4.—Cuando se necesita una intensidad de salida mayor de la que puede suministrar el 723 sólo, se puede añadir un transistor de potencia NPN o PNP.

medidor de valores de cresta

Un medidor de niveles de señal de audio debe satisfacer algunos criterios. En primer lugar, la señal alterna debe ser rectificadora antes de ser presentada en un instrumento de cuadro móvil o cualquier otro medidor de continua. En segundo lugar, puesto que los grandes picos de señal pueden sobrecargar el equipo, el medidor debe ser capaz de responder rápidamente ante estos picos. También, puesto que los picos de señal pueden durar un tiempo demasiado corto para poder efectuar la lectura, el medidor debe almacenarlos lo suficiente como para que el usuario pueda leerlos. Por último, ya que el oído humano tiene una respuesta logarítmica, la respuesta del medidor debe ser también logarítmica.

Diagrama de bloques

La figura 1 nos presenta el diagrama de bloques del circuito medidor de crestas. Este diagrama está dividido en dos partes: un rectificador de picos (A) y un amplificador logarítmico (B) con un control de sensibilidad P1 entre ellos.

El rectificador carga un condensador hasta el valor de cresta de la señal de entrada de corriente alterna, y el amplificador logarítmico nos da una salida de tensión, proporcional al logaritmo de la tensión continua del condensador. Esta salida puede ser usada para gobernar un medidor de bobina móvil o de otro tipo, que puede graduarse linealmente en dB.

El circuito completo

El canal izquierdo del medidor de crestas está representado en la figura 2. El rectificador de picos construido con A1 rectifica los medios ciclos negativos de la onda de entrada. La señal es aplicada mediante C1 y R2 a la entrada inversora de A1. El canal derecho del circuito es idéntico, salvo que sus componentes están identificados en el circuito impreso mediante un apóstrofo. En reposo, A1 está operando en lazo abierto, mientras que D2 está cortado, y no hay, por tanto, realimentación negativa a través de R4. Cuando la tensión de entrada pasa a ser negativa, la salida de A1 pasa a ser rápidamente positiva, hasta que se alcanza la saturación. D2 conduce y C2 se carga rápidamente a través de D2 y R5. Se alcanza el equilibrio cuando la tensión positiva en C2 iguale a la tensión negativa de entrada; en-

Con tan sólo un circuito integrado y algunos componentes discretos, es posible construir un circuito medidor de valores de cresta (picos), que nos proporcionará una indicación, en escala logarítmica, de los picos, de corriente alterna de la entrada.

El circuito puede ser usado, indistintamente, con un voltímetro de bobina móvil o a diodos LED para hacer un medidor de picos, reducido en tamaño, de dos canales.

tonces la realimentación a través de R4 reducirá la tensión en la entrada inversora de A1 hasta casi 0. En el caso de una señal de entrada de corriente alterna, C2 se cargará, por supuesto, hasta una tensión positiva igual al pico negativo de la tensión de entrada, con lo que la salida de A1 pasa a ser negativa y D2 se bloquea.

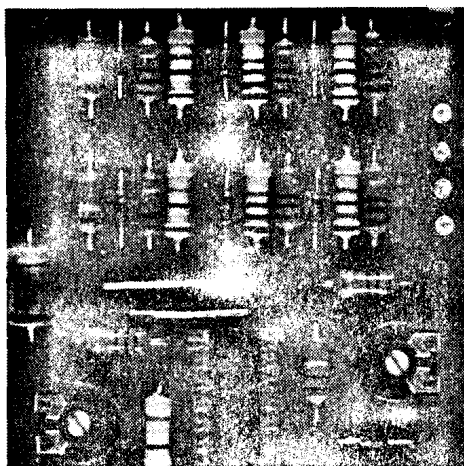
Mientras no hay realimentación negativa en la entrada inversora, D1 tiene la misión de limitar la máxima excursión positiva en ese punto a 0,6 V, ya que, de otro modo, se sobrepasaría el límite de A1 a señal común. Puesto que C2 no podrá descargarse más que a través de P1 y R4, la constante de tiempo de descarga del rectificador de picos será menor que un segundo.

El amplificador logarítmico

Pueden hacerse amplificadores logarítmicos de extremada precisión, aprovechando la característica exponencial de la tensión de colector frente a la tensión base-emisor de un transistor. Sin embargo, este tipo de amplificador logarítmico es innecesariamente complejo de usar dentro de un sencillo circuito medidor de picos, por lo que la solución adoptada es hacer una aproximación lineal, por tramos, a una curva logarítmica.

La principal característica del amplificador logarítmico es que la tensión de salida se incrementa aritméticamente frente a incrementos en la entrada de tipo geométrico. Por ejemplo, si una entrada de 10 mV nos da una salida de 1 V, entonces 10 veces esta entrada (es decir, 100 mV) nos darían una salida de 2 V, y una de un voltio nos daría una salida de 3 V, etcétera. Un aproximación a este tipo de curva puede llevarse a cabo reduciendo progresivamente la ganancia de un amplificador cuando la tensión de entrada al amplificador es incrementada.

En la figura 2, A2 tiene una ganancia de alrededor de 150 para niveles bajos de señal. Sin embargo, cuando el nivel de salida alcanza los 4,6 V, D3 conduce, incrementándose la realimentación negativa y reduciéndose la ganancia. Con una tensión de salida de aproximadamente 5,6 V, D5 conducirá. La ganancia de A2 se ve así progresivamente reducida conforme se incrementa la señal de entrada. Por supuesto, los diodos no conducirán repentinamente con un valor particular de la tensión: su resistencia dinámica se reduce gradualmente al incrementarse la tensión. Esto significa que



1

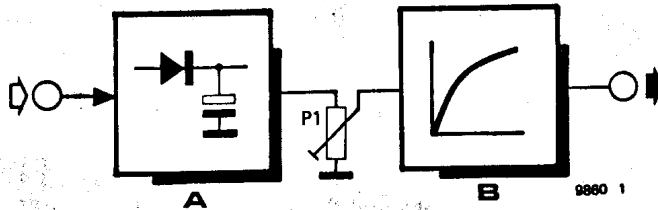
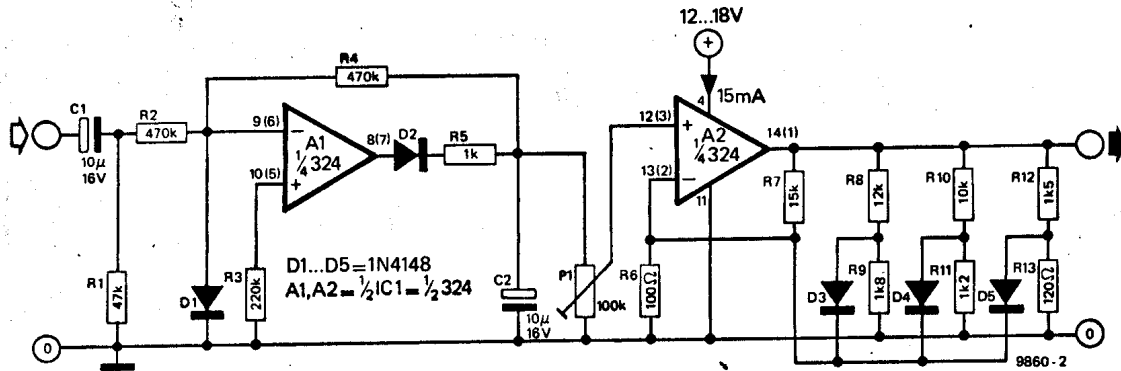


Tabla 1.—Principales especificaciones del circuito medidor de picos.

Sensibilidad máxima:	Salida nominal de 10 VDC para 150 mV RMS de entrada.
Nivel máximo de entrada:	5 V RMS
Impedancia de entrada:	≈43 K. Tensión de alimentación: 12...18 V (¡Atención, 18 V es valor máximo!).
Consumo de intensidad:	30 mA (15 mA por canal).

2



la curva logarítmica «a trozos» no tiene una serie de puntos de ruptura, sino que es relativamente plana, como se puede ver en la figura 3.

Aunque este método de aproximación a una curva logarítmica es sencillo y barato, tiene algunos pequeños inconvenientes. En primer lugar, debido a las tolerancias de las resistencias y los diodos usados en el circuito, pueden existir desviaciones con respecto a la auténtica respuesta logarítmica. Esto significa que los dos canales del medidor pueden no dar la misma lectura cuando son alimentados con la misma tensión de entrada. Sin embargo, los potenciómetros P1 y P1' permiten una calibración de las escalas de lectura de ambos canales, con lo que cualquier desajuste sólo aparecerá con niveles de entrada pequeños, donde no es demasiado importante.

El segundo defecto de este sistema es que el medidor sólo tiene un margen de aproximadamente 20 dB (o lo que es lo mismo, una relación de tensiones de 10 a 1). Sin embargo, éste es comparable con el margen calibrado de 23 dB de un VU-metro o el de 28 dB de un BBC PPM (Peak Programme Meter), y puesto que el circuito se realiza principalmente para indicación de señal de pico y de niveles de saturación, este relativamente pequeño margen no es un gran inconveniente. Si el medidor de picos es utilizado con el voltímetro LED UAA 180, cada uno de los doce leds representará una medida de 2 dB, como se ve en la figura 4.

Construcción

Utilizando el «chip» 324 (cuádruple amplificador operacional), podremos realizar una versión de dos canales del circuito medidor en una placa de circuito impreso compacta; la lista de componentes y el dibujo de la placa se encuentran en las figuras 5 y 6.

La placa del circuito impreso es del mismo

Figura 1.—El circuito medidor de valores de cresta (picos) consiste en un rectificador, condensador «almacenador» de crestas, control de sensibilidad y amplificador logarítmico. El circuito puede ser utilizado para indicación mediante instrumentos de bobina móvil o mediante voltímetro a diodos LED.

Figura 2.—Circuito completo del medidor de picos. El rectificador activo construido con A1 rectifica e invierte semiciclos negativos de la onda de entrada y carga C2 a su valor de cresta. El dispositivo de realimentación de A2 reduce la ganancia a medida que la señal de entrada aumenta, para proporcionar una aproximación lineal «por tramos» a una curva logarítmica.

Figura 3.—Característica de transferencia del amplificador logarítmico. Dado que los diodos empiezan a conducir gradualmente, la transición de un tramo lineal de la curva a otro es suave, sin cambios bruscos ni «aristas» en la curva.

Figura 4.—Si se utiliza el voltímetro a LED UAA 180, cada uno de los LED representará aproximadamente 2 dB.

Figuras 5 y 6.—Circuito impreso (lados del cobre y de los componentes). Es del mismo tamaño que el circuito del voltímetro a diodos LED (con el UAA 180), por lo que los dos pueden colocarse juntos para formar una unidad compacta. (EPS 9860)

tamaño que la descrita en otro lugar de este número para el voltímetro a LEDs UAA 180, por lo que ambas placas pueden ser juntadas para obtener un medidor de picos de reducidas dimensiones.

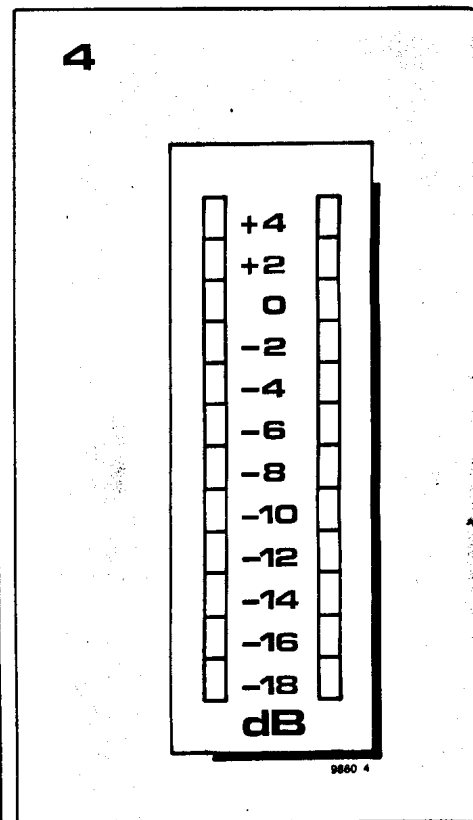
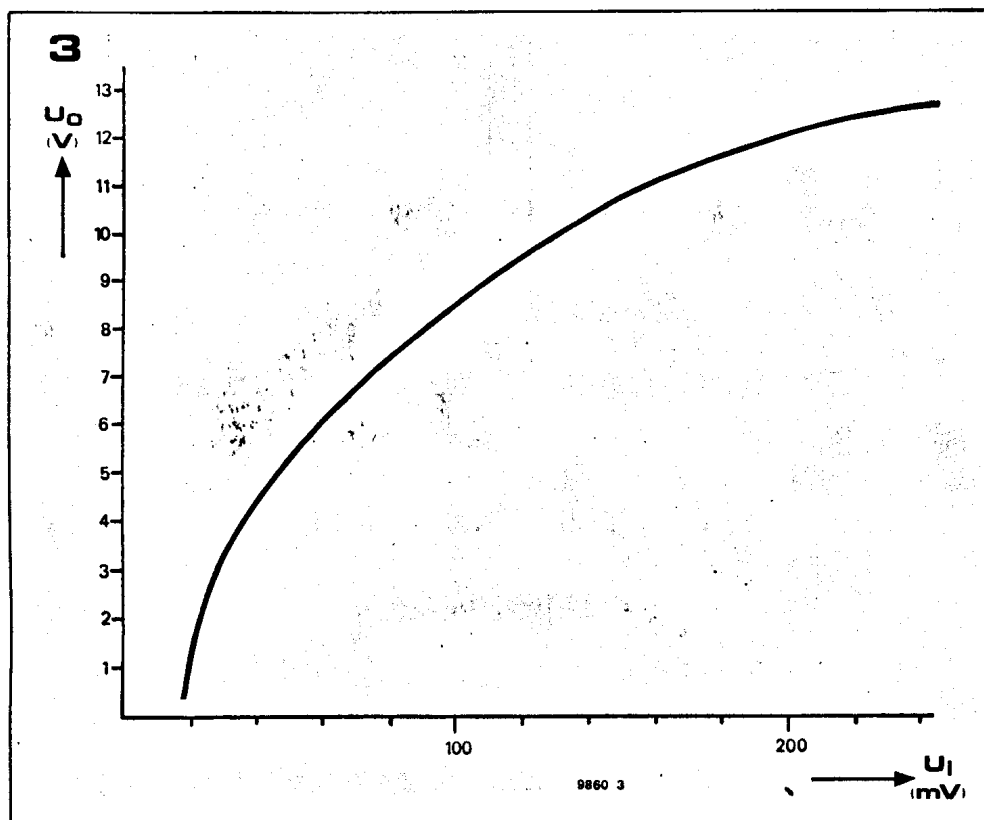
También el circuito medidor puede ser usado con un par de microamperímetros de 100 μ A con resistencias de 100 K en serie (o también dos miliamperímetros de 1 mA, con una resistencia de 10 K en serie con cada uno). Sin embargo, si se utilizan miliamperímetros, es importante recordar que el tiempo de respuesta del medidor puede verse afectado por la inercia mecánica del movimiento del medidor (puede haber problemas si el movimiento de la aguja está poco amortiguado).

Comprobación y calibración

El circuito medidor de picos requiere una fuente de alimentación que suministra entre 12 y 18 voltios (máximo). Si se utilizan medidores de bobina móvil, la fuente de alimentación deberá ser capaz de dar una intensidad de 30 mA; Si se prefiere utilizar el voltímetro a diodos LED construido con el circuito integrado UAA 180, serán entonces necesarios 100 mA.

Antes de conectar las salidas del circuito medidor a las entradas del voltímetro se deberá calibrar éste para que indique 10 V a final de escala. Esto se realizará conectando las entradas derecha e izquierda del voltímetro a una fuente de alimentación de tensión variables, junto con otro voltímetro o polímetro de cierta calidad, puesto en la escala de 10 V (o la más próxima). La salida de la fuente de alimentación se ajusta hasta que el polímetro lea 10 V; a continuación se ajustan P3 y P3' (del voltímetro a LEDs) hasta que todos los LEDs lleguen a encenderse. Si se utilizan miliamperímetros con las resistencias especificadas, este procedimiento de ajuste resultará innecesario.

Las salidas del medidor de picos deben co-



nectarse a las entradas del voltímetro. P1 y P1' de la placa del medidor deben utilizarse para ajustar la sensibilidad deseada de cada canal, ésta dependerá obviamente de la aplicación que se pretenda dar al medidor. La escala del medidor puede ser calibrada linealmente desde -18 hasta +4 dB; la parte superior a 0 dB puede marcarse en rojo para indicar saturación. Si se utiliza el voltímetro de LEDS, podremos utilizar los verdes hasta -2 dB y los rojos de 0 dB a 4 dB; de este modo se visualiza fácilmente la saturación.

En estas condiciones, el circuito medidor de picos aceptará una entrada máxima de 5V RMS. Si han de medirse tensiones mayores (como las salidas de un amplificador), incluiremos una resistencia en serie con cada entrada para formar un divisor de tensión con R1. Por ejemplo, una resistencia de 180 K nos permitiría medir una tensión de entrada de hasta 25 V RMS.

Lista de componentes para el canal izquierdo: el derecho es exactamente igual.

Resistencias:

R1 = 47 k
 R2, R4 = 470 k
 R3 = 220 k
 R5 = 1 k
 R6 = 100 Ω
 R7 = 15 k
 R8 = 12 k
 R9 = 1k8
 R10 = 10 k
 R11 = 1k2
 R12 = 1k5
 R13 = 120 Ω
 P1 = 100 k de ajuste

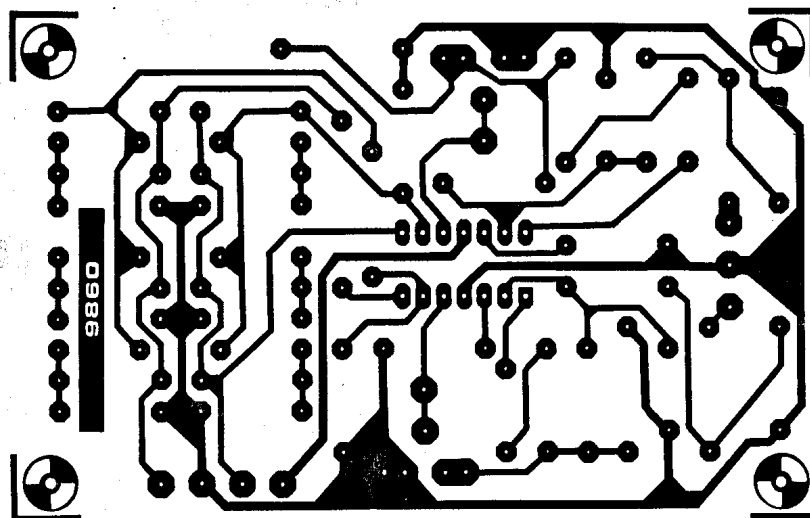
Condensadores:

C1, C2 = 10 μ /16 V

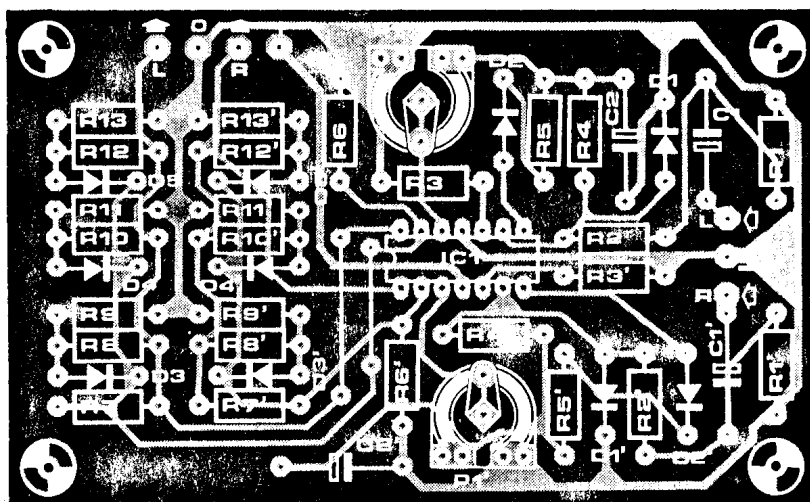
Semiconductores:

D1 to D5 = 1N4148, 1N914
 A1, A2 = $\frac{1}{2}$ IC1 = $\frac{1}{2}$ 324

5



6



voltímetro UAA 180 a diodos LED

Los circuitos integrados de Siemens UAA 170 y UAA 180, disponibles en el mercado electrónico desde hace algún tiempo, son uno de los muchos sustitutos electrónicos de un voltímetro convencional de cuadro móvil y están diseñados para gobernar una columna de LEDs en respuesta a una tensión de entrada. Cuando la tensión de entrada se incrementa, el número de LEDs encendidos aumenta a su vez y de este modo indica el nivel de tensión. La diferencia principal entre ambos circuitos electrónicos es que el UAA 170 se enciende un único LED cada vez (lo que quiere decir que cuando un LED se enciende el anterior a él en la columna se apaga), mientras que en el UAA 180 se prefiere dar una indicación de tipo termométrico (lo que quiere decir que los LEDs permanecen encendidos aun cuando la tensión sea lo suficientemente alta como para encender varios de los LEDs posteriores).

Ambos circuitos integrados pueden usarse para reemplazar voltímetros convencionales en aplicaciones que no requieran gran resolución, la cual en el UAA 170 es de un dieciseisavo de la longitud de la escala, mientras que en el caso del UAA 180 alcanza sólo un doceavo de la longitud de la escala. Sin embargo, la precisión puede ser aumentada con el uso de varios circuitos integrados y varias columnas de LEDs, como se verá posteriormente.

El UAA 180 es más utilizado en aplicaciones que requieran una lectura rápida del medidor —como, por ejemplo, los medidores de niveles de audio—, ya que es más fácil juzgar la longitud de una columna que determinar la posición de un punto de luz que se mueve.

El UAA 170 —puesto que enciende un solo LED cada vez— consume menos corriente y es más recomendable, por tanto, en aplicaciones que no requieran una indicación de tipo termométrico; por ejemplo, en los diales de los sintonizadores de FM con diodos varicap, etc. En general, está indicado en toda aplicación que requiera un voltímetro.

La figura 1 ilustra el principio básico del circuito integrado UAA 180. Un cierto número de comparadores analógicos tienen sus entradas no inversoras unidas y conectadas a la entrada cuya tensión debe ser medida. Las entradas inversoras están conectadas a las tensiones de referencia derivadas de la cadena divisora de tensión que se encuentra en el mismo chip. Siempre el punto A a un potencial mayor que el B.)

Este artículo describe un voltímetro que utiliza el circuito integrado UAA 180. Este voltímetro puede utilizarse junto con el medidor de picos descrito en otro lugar de este número, para obtener un medidor de niveles de audio de reducidas dimensiones. La disposición de los componentes de la placa permite la ampliación del medidor a cualquier número de LEDs.

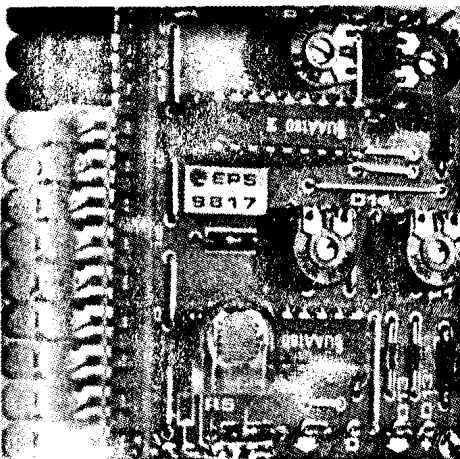
Sin entrada de tensión todos los LED estarán apagados. Cuando la tensión de entrada excede a la de la entrada inversora del primer comparador, la salida de éste pasará a positiva y D1 lucirá. Cuando la tensión exceda a la de referencia del segundo comparador, D2 también lucirá y así sucesivamente.

Una característica interesante del UAA 180 (y también de UAA 170) es que los dos finales de la cadena divisora de tensión son accesibles y el punto B no necesita ser llevado a tierra. Esto significa que el margen de medida está determinado por la diferencia de potencial entre A y B, pero el «cero» del medidor puede ser ajustado donde se desee variando la tensión del punto B.

Esta característica hace que sea muy simple construir un voltímetro «sin cero», lo cual puede ser útil en aplicaciones donde la tensión a medir nunca cae por debajo de un cierto valor y donde la parte más baja de un medidor normal (cero = 0 V.) no tendría utilidad. Por ejemplo, en un equipo que utilice baterías de 9 V., la tensión de uso de la batería será como mínimo de 8 V. Las tensiones por debajo de ésta no son interesantes puesto que la batería estaría agotada; luego el voltímetro sólo necesita medir 8 V. y 10 V., aproximadamente. Utilizar el UAA 180 para medir solamente tensiones de hasta 2 V. nos dará mucha más precisión que si lo usamos entre 0 y 10 V.

Esta posibilidad del UAA 180 y del UAA 170 permite también aumentar la extensión del display a 24 LEDs o más. Si queremos, por ejemplo, un voltímetro que lea desde 0 V. a 2,4 V., de 0,1 en 0,1 V., bastará utilizar dos UAA 180. Las entradas deberán unirse con lo que ambos estarán alimentados por la misma entrada, pero el primer circuito integrado tendrá conectado el punto B a tierra y el A a 1,2 V., mientras que el segundo circuito integrado tendrá su punto B a 1,2 V. y su punto A a 2,4 V. El primer circuito integrado abarcará las tensiones entre 0 V. y 1,2 V., mientras por encima de 1,2 V. entrará en acción el segundo CI (circuito integrado).

Hay otras similitudes —y también diferencias— entre el UAA 170 y el UAA 180. Ambos están preparados para ser conectados con una fotorresistencia de modo que varíe la luminosidad de los diodos LED en función de la iluminación ambiente. Una característica del UAA 170 que, sin embargo, no posee su compañero, es una salida de tensión de referencia. En el UAA



1

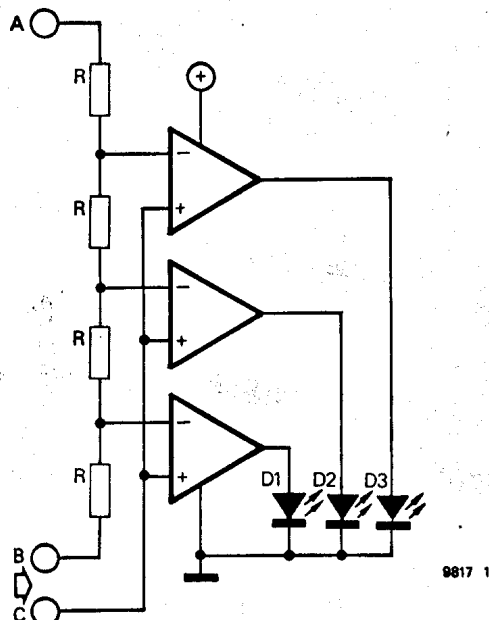


Figura 1. Principio de funcionamiento del UAA 180. Un conjunto de comparadores de tensión comparan la tensión de entrada con una serie de tensiones de referencia obtenidas por medio de una cadena de divisores de tensión. Cuando se sobrepasa la tensión de referencia se enciende el correspondiente LED.

Figura 2. Circuito completo del voltímetro LED de dos canales.

Tabla 1. Características límites del UAA 180 que bajo ningún concepto deben ser sobrepasadas.

Tabla 1

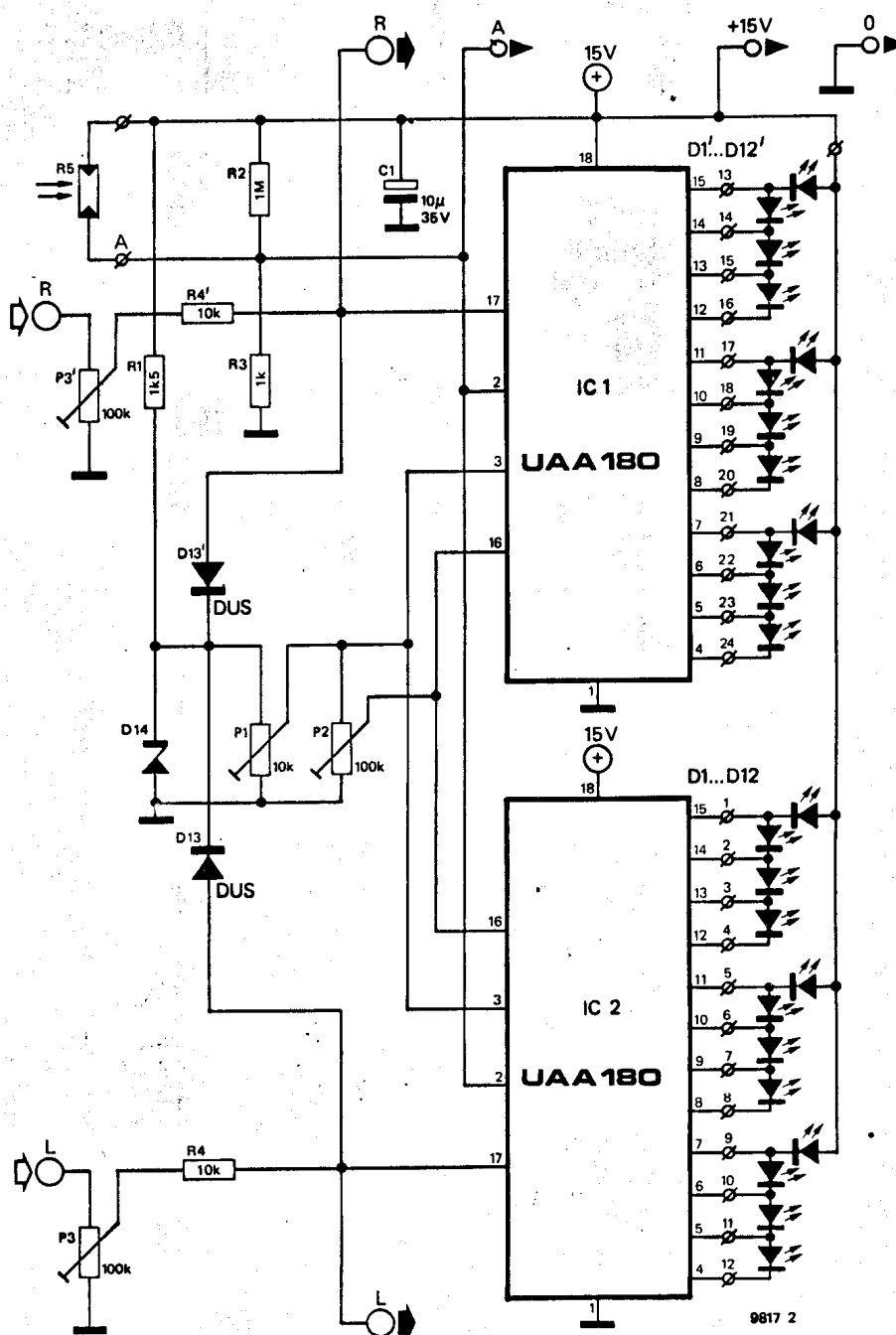
Características máximas absolutas del UAA 180. Todas las tensiones se dan referidas a la patilla núm. 1.

Tensión de alimentación en la patilla 18: +18 V.

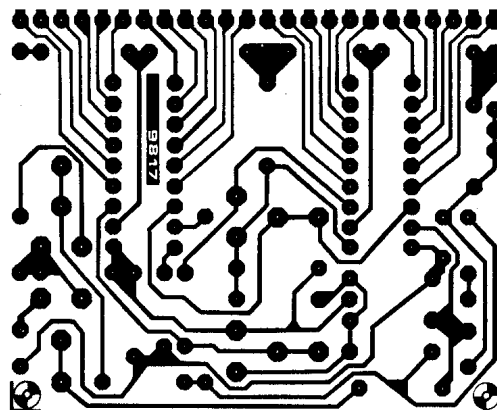
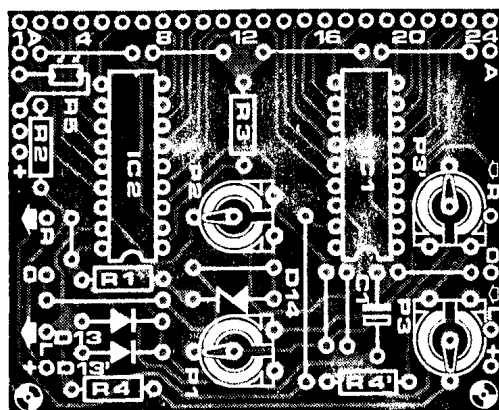
Tensión de entrada en la patilla 17 y tensiones de referencia en las patillas 3 y 16: +6 V.

Margen de temperaturas de trabajo: -25 a +80° C.

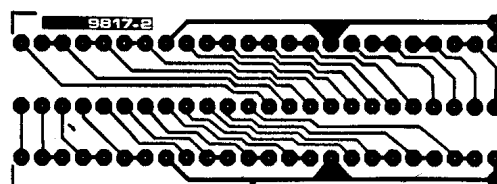
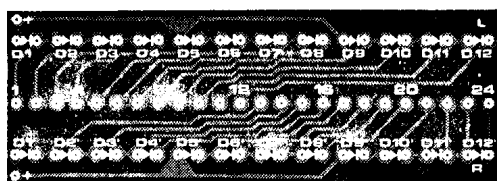
2



3



4



180 la tensión de referencia debe realizarse externamente.

Otra pequeña desventaja del UAA 180 es que está encapsulado en un formato DIL (dual-in-line) de 18 patillas. Esto puede ser un problema si se desea usar zócalos, pues los zócalos de 18 patillas no son precisamente los más comunes. Sin embargo, existe la solución de utilizar zócalos para circuito integrado de la firma Soldercon, que pueden cortarse a la longitud deseada.

El circuito completo de un voltímetro

La figura 2 presenta un circuito completo para un voltímetro de dos canales que utiliza circuitos integrados UAA 180. Este circuito está especialmente diseñado como medidor de nivel de audio estéreo para ser usado en combinación con el medidor de valores de pico, descrito en otra parte de este número. Sin embargo, para aplicaciones con un solo canal, IC1 y todos los componentes marcados con apóstrofe (') deben suprimirse. La diferencia más importante entre este circuito y el circuito básico dado en la figura 1 es que los LEDs están dispuestos en tres grupos de a cuatro. Esto significa que cuando los cuatro LEDs de un grupo están iluminados pasará a través de ellos la misma intensidad, con lo que se reduce la intensidad de cada LED a una cuarta parte en comparación con lo que ocurría en la figura 1, donde hay una conexión independiente para cada LED.

Las tensiones alta y baja de referencia para los dos canales se obtienen del diodo zener D14. La tensión de referencia alta se obtiene de la toma intermedia de P1 y se aplica a la patilla 3 de cada circuito integrado. La tensión baja de referencia se obtiene de la toma intermedia de P2 y se aplica a la pa-

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 1k5
R2 = 1 M
R3 = 1 k
R4, R4' = 10 k
R5 = LDR
P1 = 10 k ajuste
P2, P3, P3' = 100 k ajuste

Condensadores:

C1 = 10 μ 35 V tántalo

Semiconductores:

D1 ... D12, D1' ... D12' = LED
(e.g. TIL 209)
D13, D13' = DUS
D14 = zener de 4V7/400 mW
IC1, IC2 = UAA 180

Varios:

2 zócalos para circuitos integrados de 2 x 18 patillas.

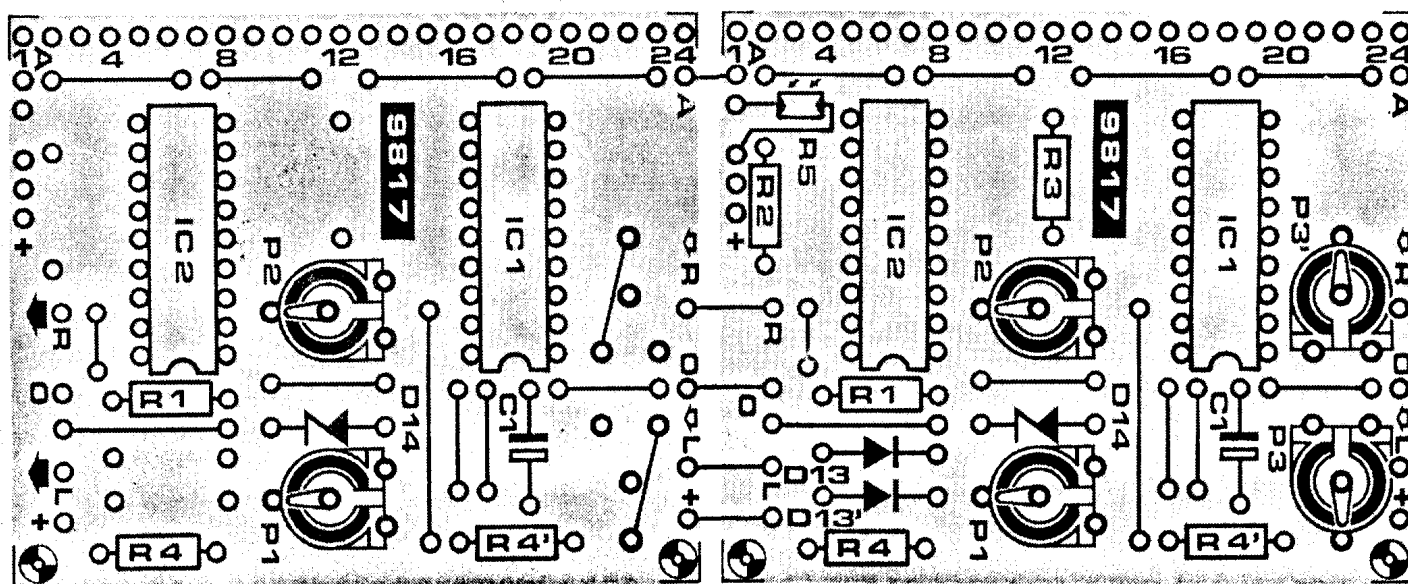
tilla 16 de cada circuito integrado. Puesto que P2 obtiene su tensión de la toma intermedia de P1, la tensión de referencia baja nunca podrá ser mayor que la alta.

El diodo D14 proporciona también una protección a la entrada de los circuitos integrados. La tensión máxima de entrada al UAA 180 son 6 V. Cuando la tensión de la toma intermedia de P3 supere este valor, la tensión a la entrada del circuito integrado será mantenida en el valor de 6 V, mediante D13 y D14. Lo mismo sucede para la entrada del canal derecho. Las tensiones de entrada superiores a los 6 V, pueden ser medidas ajustando los potenciómetros P3 y P3', de modo que se obtengan tensiones de 6 V, a la entrada del circuito integrado.

El ajuste automático de la luminosidad de los diodos en función de la iluminación ambiente se obtiene mediante la conexión de la fotorresistencia R5, entre la patilla 2 de los circuitos integrados y la alimentación. R2 y R3 sirven para limitar el margen de variación de la luminosidad de los diodos LED. Si esta característica no es necesaria estos componentes pueden ser omitidos dejando sin conexión la patilla 2.

Construcción

La placa de circuito impreso y la disposición de los componentes del voltímetro y de los diodos LED pueden verse en las figuras 3 y 4. La placa de los LED puede montarse formando ángulo recto con la placa principal utilizando trozos de cable rígido para la interconexión de las dos placas. Como se dijo anteriormente, es posible extender la longitud del «display» mediante el uso de dos o más circuitos integrados por canal. Para facilitar esta posibilidad las conexiones de alimentación, el control de luminosidad (A) y las entradas derecha e iz-



quiera están duplicadas en los extremos de la placa del circuito impreso, con lo que pueden unirse dos o más placas, como muestra la figura 5. Los siguientes componentes sólo se necesitan en una de las placas y pueden ser omitidos en la otra u otras: P3, P3', R2, R3, R5, D13, D13'. Estos componentes han sido omitidos de la placa de la izquierda de la figura 5. Es también necesario sustituir con puentes los componentes P3 y P3', como se ve en el dibujo, así como unir entre sí los puntos +, O, L, R y A de todas las placas.

Calibración

El voltímetro LED puede calibrarse con un voltímetro ordinario multiescala. Sin embargo, existe una pequeña complicación debida a que el valor de la tensión de referencia afecta al modo en que se encienden los LEDs. Cuando la tensión entre las patillas 2 y 16 del circuito integrado es máxima (5,6 V.) cada LED se encenderá bruscamente. Con tensiones de referencia inferiores los LED se encenderán más gradualmente. El procedimiento de calibración dado utiliza la tensión de referencia máxima posible; si se precisan otras tensiones de referencia de acuerdo con necesidades individuales, este procedimiento tendrá que ser modificado. En nuestro caso, supondremos que los dos canales del voltímetro van a ser ajustados para la misma escala.

Para tensiones de entrada de hasta 6 V. el procedimiento de calibrado es como sigue:

1. Utilizando un polímetro, ajustar la tensión en la toma intermedia de P1, aproximadamente al 90% de la tensión de entrada máxima.
2. Alimentar con la tensión de entrada máxima que vaya a ser medida y ajustar P3 hasta que todos los LEDs luzcan

Tabla 2

Características típicas de funcionamiento el UAA 180

Tensión de alimentación: 10 a 18 V.
Intensidad de alimentación, excluyendo los LEDs: 5,5 mA.

Intensidades de entrada (tensión de referencia entre las patillas 3 y 16 menor que 2 V.):

- patilla 3: 300 nA.
- patilla 16: 300 nA.
- patilla 17: 300 nA.

Intensidad por LED: 15 mA.

Consumo de intensidad de la placa del voltímetro de dos canales:

- Tensión de alimentación de 12 V.: 75 mA., con todos los LEDs encendidos.
- Tensión de alimentación de 15 V.: 80 mA., con todos los LEDs encendidos.

Figuras 3 y 4. Placas de circuito impreso y distribución de componentes para el voltímetro a diodos LED (EPS 9817). La placa del «display» está montada en ángulo recto con la placa principal utilizando trozos de conexión (patillas cortadas de alguna resistencia ya montada, por ejemplo) soldados para unir mecánicamente ambas placas.

Figura 5. El display puede ser ampliado a 24 o más LEDs añadiendo dos o más placas, unas al lado de otras, como se ve en la figura.

Tabla 2: Características de funcionamiento del UAA 180.

(justo hasta el punto en que el último LED de la columna se encienda).

3. Alimentar con la tensión de entrada mínima que se va a medir y ajustar P2 hasta que sólo luzca el primer LED.
4. Comprobar el ajuste de P3.
5. Repetir 2 para el canal derecho.

Para tensiones de entrada superiores a los 6 V. se utiliza el siguiente procedimiento:

1. Colocar P1 al máximo.
2. Alimentar con la tensión máxima que vaya a ser medida y ajustar P3 hasta que luzcan todos los LED (justo hasta que luzca el último LED de la columna).
3. Alimentar con la tensión mínima que vaya a ser medida y ajustar P2 hasta que solamente luzca el primer LED.
4. Comprobar el ajuste de P3.
5. Repetir 2 para el canal derecho.

Para las versiones ampliadas del voltímetro el procedimiento de ajuste debe hacerse por duplicado (para las tensiones cubiertas por el primer y segundo módulo). Deben tomarse precauciones para asegurarse de que el primer LED del segundo módulo luzca exactamente a la tensión correcta. Este no debería lucir antes que el último LED del primer módulo, ni debería existir un lapso demasiado grande entre los encendidos del último LED del primer módulo y el primero del segundo.

Aplicaciones

En otro lugar de este número se describe el uso del voltímetro LED en combinación con el medidor de valores de pico, para obtener un medidor de nivel de audio. Otra aplicación interesante es utilizarlo con un convertidor de temperatura-tensión para utilizarlo como termómetro electrónico. ■