

elektor

N.º 25
junio 1982

200 Ptas.

electrónica: técnica y ocio

**cargador
universal
de nicad**

conversión A/D y D/A

tarjeta de RAM
dinámica de 16 Kbytes

amplificador
de 10 W para 70 cm.



Selektor	6-01
La electrónica en la economía energética de los automóviles.	
LCDs de color	6-06
La nueva era de los displays de cristal líquido policromos.	
Cargador universal de NiCad	6-08
En esta ocasión les presentamos el diseño de un cargador capaz de nutrir a una amplia variedad de acumuladores de níquel-cadmio, provisto de un sistema de seguridad frente a inversiones de polaridad.	
Tarjeta de RAM dinámica	6-11
16 Kbytes de memoria RAM! disponibles en una simple tarjeta de tamaño Eurocard.	
Indicador de tolerancia	6-18
Un simple y eficaz instrumento de laboratorio capaz de aparear resistencias, detectando con precisión tolerancias de hasta el 0,25%.	
Amplificador de 10 W para 70 cm.	6-20
Este amplificador constituye un atractivo complemento para el conversor de 70 cm. publicado anteriormente en Elektor. El aumento de la potencia de salida hasta 10 W permitirá enlaces hasta una distancia de varios cientos de kilómetros.	
Medidor del intervalo de exposición	6-25
Una vez más llevamos la electrónica al campo de la fotografía. El circuito que les presentamos es un medidor del tiempo de apertura del obturador.	
Conversión A/D y D/A	6-29
Circuitos integrados para la adaptación de dos mundos paralelos: el analógico y el digital.	
Programador de procesos	6-35
¿Cómo controlar el desarrollo de un proceso dividido en un conjunto de intervalos elementales?	
Borrador de EPROMs	6-39
Sugerencias para la construcción de un borrador doméstico de memorias EPROM!.	
Detector de humedad	6-40
Ayer, hablar de detectores de humedad al alcance del aficionado era poco menos que ilusorio... hoy, sin embargo, un nuevo salto de la tecnología electrónica ha superado el listón.	
IPROM	6-43
¿Qué aficionado a los microprocesadores no ha deseado en alguna ocasión «congelar» en la propia memoria RAM los datos almacenados?	
Mercado	6-46
Índice de anunciantes	E-11
Encuesta ELEKTOR	E-13

sumario

SUMMAR

SUMMA

SUMI

SU



La electrónica nos depara nuevas sorpresas día a día, pero... ¡el que avisa no es traidor! Si cuando vaya a adquirir una nueva calculadora, polímetro o reloj de pulsera, el comerciante le asalta con la pregunta de: «¿Cómo lo quiere usted... en blanco y negro o en tecnicolor?», no vaya a alarmarse suponiendo que el personaje atrincherado tras el mostrador se empeña en venderle un televisor... ¡Lea, lea nuestro artículo dedicado a los visualizadores LCD policromos y vaya preparándose para la nueva era del color total!



elektor 25

año, 3, núm. 25

junio 1982

Redacción, Administración y Suscripciones: Villanueva, 19, 1.º
Teléf. 276 08 23. Madrid-1

Edita: Ingelek, S.A.

Presidente: Ernesto Medina Muñoz

Director: Antonio M. Ferrer Abelló

Redactor jefe de la edición internacional: Paul Holmes

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

Colaboradores:

Publicidad: Fernando Martínez
Recoletos, 1. Teléf. 276 12 07. Madrid-1
José Suárez
Villarroi, 191. Teléf. 239 18 58. Barcelona-36

Director administrativo: Alberto Leonard

Contabilidad: María Antonia Buitrago

Suscripciones: Inmaculada de la Torre

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

Distribución España: COEDIS, Valencia 245. Barcelona

Distribución Venezuela: S.A.I. Avda. de los Palos Grandes; Ed. Monte-Ulía
1.º piso, 14
CARACAS, Teléf. 284 78 48

Depósito legal: GU. 3-1980
ISSN 0211-397X

DERECHOS DE REPRODUCCION

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

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

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

LISTA DE PRECIOS

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

Números atrasados: Precio de portada

Colección 1980 (6 números): 1.120 ptas.

Colección 1981 (11 números): 2.125 ptas.

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

Correo de superficie: 2.000 ptas.

Suscripción por un año, extranjero

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

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

CORRESPONDENCIA

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

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

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

Copyright © 1981. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, Nederland).

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

CONTROL DIFUSION



asociación española
de prensa técnica

Federación Internacional de la Prensa Periódica

claves

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

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

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

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

U_{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 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

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

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

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

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

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

Familias BC107 (-8, -9)

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

Familias BC177 (-8, -9)

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

Valores de resistencias y condensadores

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

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

Ejemplos:

— Valores de resistencia:
2k7 = 2700
470 = 470

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

— Valores de capacidades:

4p7 = 4,7 pF = 0,00000000047F
10 = 0,01 μ F = 10^{-8} F

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

Puntos de medida

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

Tensiones de corriente alterna

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

“U” en vez de “V”

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

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

Servicios ELEKTOR

para los lectores

Circuitos impresos:

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

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

Consultas técnicas:

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

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

El duende de Elektor:

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

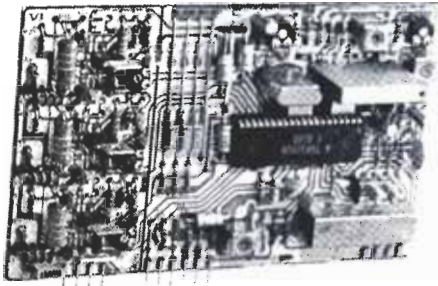
Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)

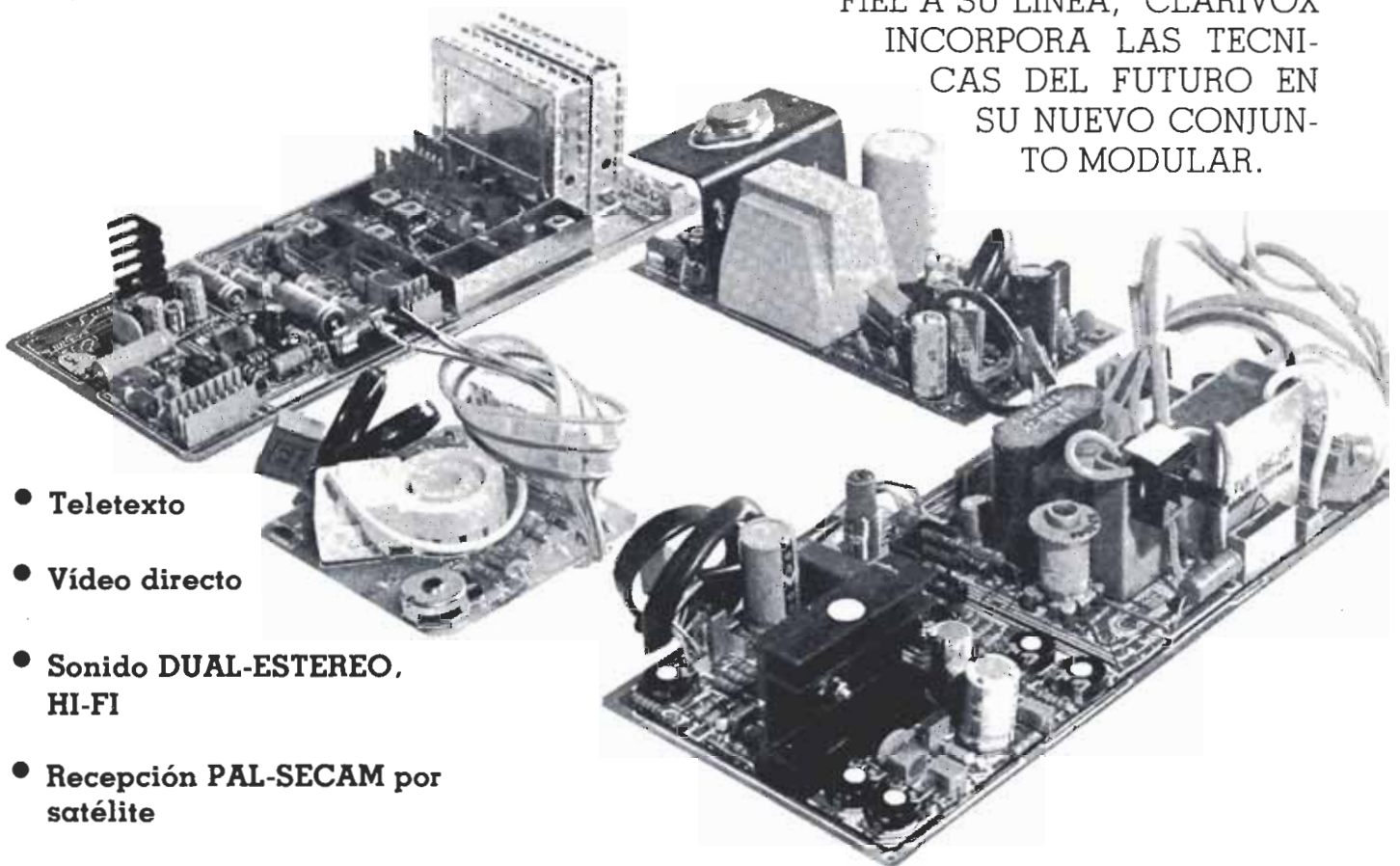
Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

DETENERSE, FACILITA EL HOY. EVOLUCIONAR, ASEGURA EL MAÑANA.



Z96X

FIEL A SU LINEA, CLARIVOX
INCORPORA LAS TECNI-
CAS DEL FUTURO EN
SU NUEVO CONJUN-
TO MODULAR.



- Teletexto
- Vídeo directo
- Sonido DUAL-ESTEREO,
HI-FI
- Recepción PAL-SECAM por
satélite

EL MODELO Z96X APORTA, ENTRE OTRAS, LAS SIGUIENTES VENTAJAS,

Sintonía con C.A.F.
Croma monochip
Cortes automáticos
Entradas de R.G.B. pa-
ra TELETXTO.
Se eliminan los siguien-
tes ajustes:
•Cortes de R.V.A.
•Limitación de I. haz
•Tensión de G2

Complementos:
•Entrada y salida de
vídeo
•Sonido DUAL - ESTE-
REO
•Sonido HI-FI 6W, por
canal
•Toma de grabación y
auriculares
•Recepción PAL-SE-
CAM.

COMPOSICION: 6 módulos con la siguiente dis-
tribución de etapas

- | | |
|-------------------------------------|-----------------|
| 1 BASE RECEPTOR | 3 DEFLEXIONES |
| Sintonizador | Vertical |
| F.I. | Horizontal |
| Sonido | Geometría |
| Sincronismos | 4 ALIMENTACION |
| 2 CROMA-VIDEO | 5 FILTRO DE RED |
| Decodificador de croma | 6 ZOCALO |
| Amplificadores de ví-
deo R.V.A. | |

DE VENTA EN TIENDAS
DE COMPONENTES

SOLICITENOS MAS INFORMACION
CITANDO ESTA REFERENCIA (EK6)



Electrónica Clarivox, s.a.

Polígono Malpica, C-1
Apartado de Correos 5034
ZARAGOZA-16

Teléfono 29 99 72
Telex 58172 ZVOX E
ESPAÑA

**INSTITUTO DE
TECNOLOGIA
ELECTRONICA**



**ATENCION: CURSOS
INTENSIVOS DE VERANO**

¡GRATUITOS!

(SOLO SE ABONA LA MATRICULA)

A DESARROLLAR DURANTE AGOSTO Y/O SEPTIEMBRE 82
EN TURNOS DE MAÑANA O DE TARDE-NOCHE.

**TAMBIEN ABRIMOS AHORA LA MATRICULA
PARA NUESTROS CURSOS ORDINARIOS DE 4 MESES Y MEDIO
QUE COMIENZAN EN SEPTIEMBRE-OCTUBRE 1982**

LOS CURSOS abarcan todas las especialidades electrónicas desde «CERO» a la más alta ESPECIALIZACION, en materias como ELECTRONICA DIGITAL-MICROPROCESADORES, INDUSTRIAL, SONIDO, RADIO-TV color, VIDEO, TRANSMISION, INSTRUMENTACION, TRANSISTORES Y CIRCUITOS INTEGRADOS

**APORTAMOS LA MAS ACTUALIZADA TECNOLOGIA
CON LOS LABORATORIOS MAS AVANZADOS.**

¡OFERTA ESPECIAL JUNIO 82!: Haremos un DESCUENTO DEL 10 por 100, sobre el precio de la matrícula, a las personas que reserven su plaza para los CURSOS ORDINARIOS de septiembre-octubre, sólo durante el mes de JUNIO 1982

PLAZAS LIMITADAS

MATRICULAS: C/ IRATI, 7 (a la altura de Serrano 188, entrada por c/ Tajo). Madrid-2
Teléf.: 250 19 78

Si desea información por correo, recorte este cupón y envíelo a nuestra dirección.

Nombre:

Domicilio:

Ciudad: Teléf.:

Interesado por cursos de:

Deseo otras modalidades de cursos:



PRESENTAMOS EL NUEVO ROCKWELL

AIM 65/40



EL PRIMER COMPUTADOR PERSONAL MODULAR

- 128K Bytes de Memoria
- CPU R6502
- PANTALLA DE LINEA ALFANUMÉRICA
- IMPRESORA 40 COLUMNAS
- EXPANSIÓN DE CANALES
- PERIFERIOS LIBRES
- 7 NIVELES DE INTERRUPTOR
- CANAL SERIE RS232
- CANAL SERIE RS232C
- CANALES TIPO CENTRONICS
- PL65, BASIC, FORTH, PASCAL
- EDITOR ENSAMBLADOR

IMPRESORA ALFA-GRÁFICA CENTRONICS COMPATIBLE

PANTALLA PLANA 1 LINEA DE 40 CARACTERES CENTRONICS COMPATIBLE.

AIM 65.

El mejor punto de partida para aprender microprocesadores



Partiendo de la popular CPU R6502 y expresamente diseñado para el aprendizaje de los microprocesadores, es un sistema completo, totalmente terminado y con un precio al alcance de todos los presupuestos, incluso los particulares.

Al ir dotado de su propia impresora, teclado completo y pantalla alfanumérica, permite desde su configuración básica trabajar con programas preparados no sólo en código de máquina, sino en lenguaje ensamblador. Las opciones de Basic, PL65, Forth y Ensamblador Simbólico, completan la potencia de este pequeño gigante.

Rockwell

El nuevo AIM65/40 representa una etapa más en el concepto del AIM65; un computador de bajo costo, configurable según las necesidades del usuario y útil tanto como EQUIPO DE DESARROLLO como en FABRICACION DE PRODUCTOS PROPIOS.

Su circuitería y sus programas incorporados le convierten en el sistema ideal para labores de ingeniería y control industrial.

Con ENSAMBLADOR automático incorporado, EDITOR de textos, capacidad de DEPURACION de programas y opciones de ENSAMBLADOR SIMBOLICO TOTAL, PL65, BASIC, FORTH y PASCAL, la potencia del sistema no tiene precedentes actualmente.

Dotado de un canal de conexión a dos magnetofones de Audio, los programas o los datos de memoria pueden almacenarse o recuperarse de un modo cómodo y económico.

Rockwell International 

Representante exclusivo:
COMELTASA
 Emilio Muñoz, 41 - Esc. 1 - Planta 1 - Nave 2
 MADRID-17
 Teléf. Comercial: 754 30 01
 Telex: 42007 CETA E

COMELTASA
 Diputación, 79 - Entlo. 1-2
 BARCELONA-15
 Teléfs. 325 70 62 - 325 75 54
 Telex: 51934 CETA E

Circuitos del Verano

82



número doble
elektor

julio/agosto 1982

con más de 100 montajes
prácticos destinados a
las más diversas aplicaciones

COMPUTADOR PERSONAL 64K MEMOPAK

(Conexión para impresora)



Precio ordenador: 23.625 ptas.

Precio expansor 64K RAM MEMOPAK: 31.000 ptas.

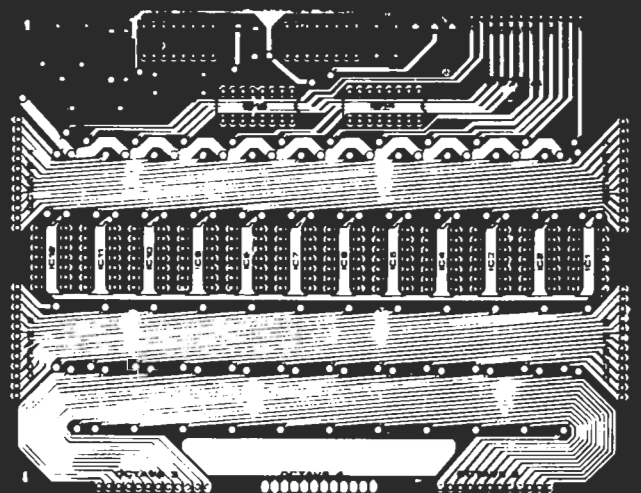
(8K utilizados para la ROM del ZX 81)

Venta por correo, mandar talón bancario o giro postal con la orden de envío.

«ROMANI I FANES, S. A.»

Plaza Verdaguer, 5. Apdo. 623
TARRAGONA Teléf. 977/20 20 95.

SERVICIOS DE ELEKTOR



EPS servicio
circuitos impresos



ELECTRONICA

 **SANDOVAL S.A.**

COMPONENTES ELECTRONICOS INDUSTRIALES
TELEVISION, RADIO, FM, AMPLIFICACION, HI-FI.

SANDOVAL 4 MADRID-10
TELEFONOS: 445 18 33
445 18 70
447 42 01
447 45 40

HI-FI / ADMINISTRACION
TELEFONOS: 445 75 58
445 76 00



Ap. de correos : 32.317

DIOTRONIC S.A.

COMPONENTES ELECTRONICO HI-FI Y VIDEO

BORRELL, 108 TELS. 254 45 30 - 254 82 57
253 38 04 - 253 38 05

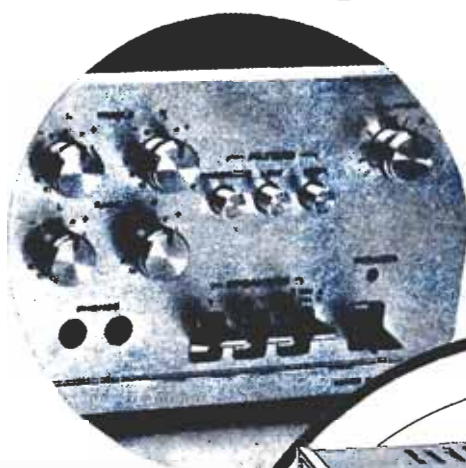
TELEX: 59086 DTNC-E. D. TELGR.: DIOTRONIC

BORRELL, 123
TEL. 254 63 86
BARCELONA - 15

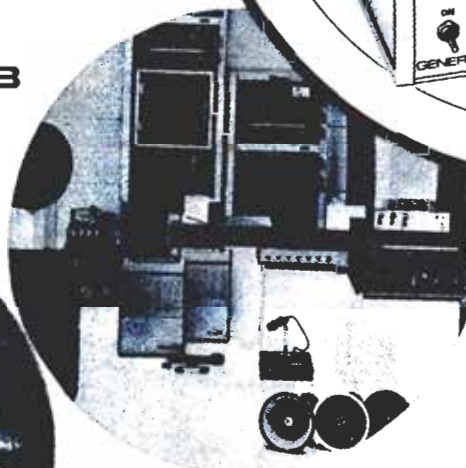
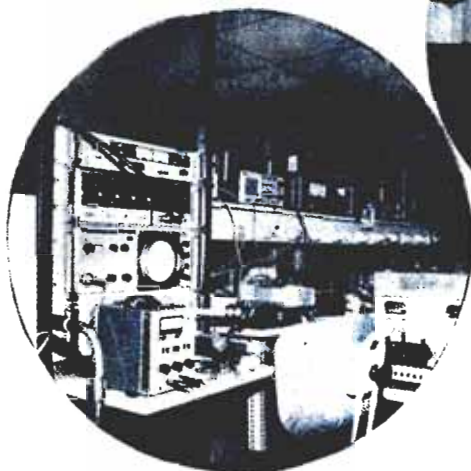
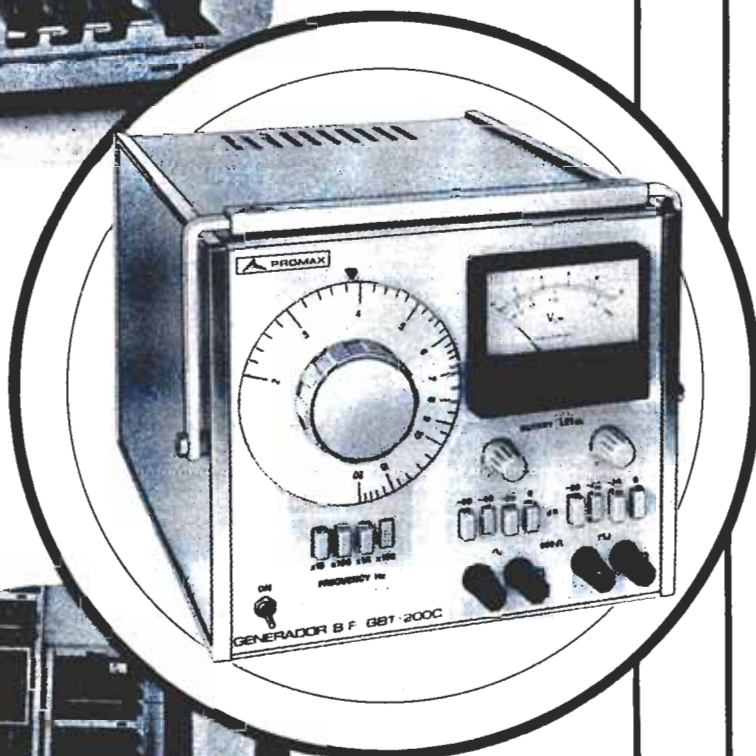
no podía faltar en nuestra línea

un nuevo generador de
trabajo

GBT-200C



- **DISTORSION 0,02%**
- **20 Hz - 200 KHz**
- **Senoidal / Cuadrada**
- **Salida hasta 10 V**
- **Atenuadores 60 dB**



SOLICITENOS INFORMACION

INSTRUMENTACION ELECTRONICA



PROMAX

selektor

La electrónica en la economía energética de los automóviles

La incorporación de módulos electrónicos a los vehículos marca un cambio en la orientación de la industria del automóvil, cambio que ha pasado casi desapercibido sin recibir la publicidad que merece. Es un hecho totalmente cierto y constatado que la cantidad de dispositivos electrónicos incorporados al automóvil crece día a día (ver figura 1). En los albores de la electrónica, se empezó por sustituir un determinado número de elementos electro-mecánicos, como, por ejemplo, los intermitentes, el reloj del salpicadero y el circuito del limpiaparabrisas, por sus homólogos electrónicos. Esta sustitución se efectuó no sólo para reducir los costes de producción, sino también para mejorar la fiabilidad de estos elementos.

La primera etapa de la penetración electrónica en el campo del automóvil puede considerarse cerrada a partir del año 1978. A partir de esta fecha, la industria del automóvil entró en una segunda fase, caracterizada por la incorporación de nuevas funciones, imposibles de imaginar sin la existencia de la electrónica. Veamos algunos ejemplos: el encendido electrónico, la inyección, el sistema anti-bloqueo de frenos ABS... Estos equipos electrónicos no son más que adiciones a los elementos mecánicos ya existentes en los vehículos. Los argumentos centrales en torno a los que gravitan la incorporación de módulos electrónicos al automóvil son: economía energética y seguridad. Dadas las condiciones actuales, el primero de ambos argumentos es el que adquiere en nuestros días mayor importancia (figura 2).

El rango «I» muestra que por construcción, y en las condiciones de conducción óptima, es necesaria una cierta cantidad de combustible para mover el vehículo. El rango «II» permite observar que esta cantidad de combustible puede duplicarse en el caso de realizar una conducción «lujosa»: pisadas intempestivas del acelerador, régimen muy elevado, relación mal elegida... por citar sólo algunos de los ejemplos más habituales. En el gráfico (figura 2) aparece aún un tercer rango que indica el exceso de consumo debido al mal estado del vehículo, sea a causa de un ajuste defectuoso del motor o incluso a la deformación de la carrocería. Experimentalmente, se constata que este exceso es prácticamente independiente de la forma de conducir y que hay que tenerlo en cuenta y añadirlo al consumo suplementario derivado de la forma de conducir.

El empleo de nuevos equipos electrónicos, derivados de la evolución de la tecnología electrónica aplicada al automóvil, abre amplios horizontes en cuanto a la posibilidad de llegar a límites de consumo razo-

1

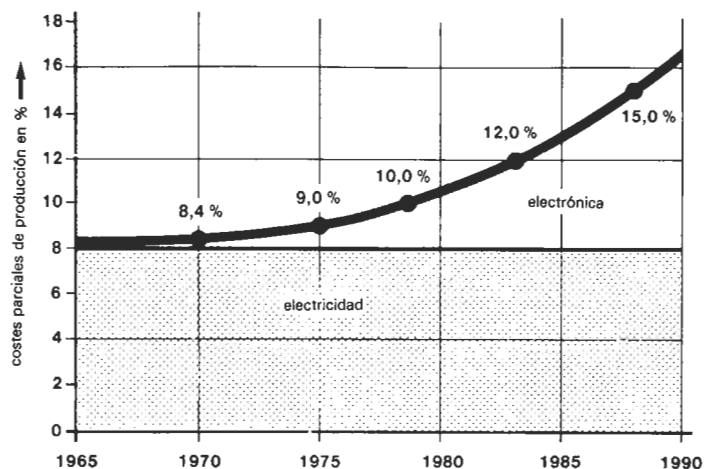


Figura 1. La electricidad y la electrónica en el automóvil.

2

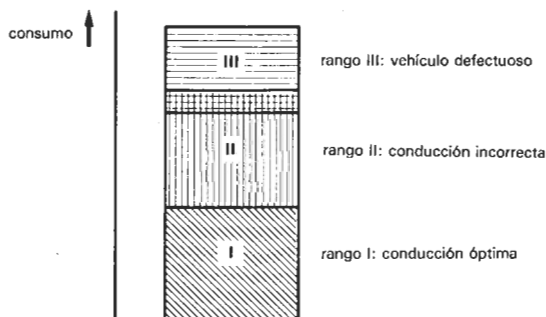


Figura 2. Gráfico indicativo de los factores que determinan el consumo de carburante de un vehículo.

nables en todos los rangos de la conducción. Veamos cuáles son algunos de los módulos que ya encuentran un lugar idóneo en el automóvil.

Rango «II»: Indicador de consumo de carburante e «incitador» al cambio de velocidad en el instante y condiciones idóneas.

Rango «III»: Encendido electrónico y estabilización electrónica del ralentí.

Un ejemplo claro del interés práctico de las aplicaciones electrónicas al automóvil lo constituye la sociedad AEG-Telefunken, firma que lleva años trabajando en la puesta a punto de sistemas electrónicos para vehículos y que, hoy en día, está preparada para aprovisionar en volúmenes industriales al fabricante del automóviles.

Módulo de encendido electrónico

La figura 3 muestra de forma esquemática la estructura de un encendido electrónico. Hay que considerarlo como un subelemento importante de un motor de combustión interna (el motor de explosión). Durante muchos años el encendido del automóvil ha sido de tipo electro-mecánico; la pieza más importante, el ruptor, era totalmente mecánica. El ruptor está situado, en efecto, dentro del circuito eléctrico constituido por la batería, el primario de la bobina y masa. Es accionado por la rotación del eje del distribuidor, y es

selektor

el que determina el tiempo de circulación de la corriente a través de la bobina de encendido, en función del ángulo de encendido y del punto de encendido. La sustitución de este conjunto electro-mecánico por un módulo electrónico debe tener en cuenta el hecho de que los platinos del ruptor se

abren y se cierran dos veces por vuelta de cigüeñal (para un motor de 4 cilindros y 4 tiempos a gasolina). Si efectuamos los cálculos obtendremos, para una velocidad de rotación de 5.000 rpm. (5.000 min^{-1}), una frecuencia de 166 Hz, lo que nos da un período con una duración de 6 ms.

Una bobina de alto rendimiento se caracteriza por una constante de tiempo debida en gran parte a la resistencia de pérdidas, lo que hace que sean necesarios 5 ms. para que la corriente primaria alcance su valor nominal y 1 ms. suplementario para que la caída de corriente sea efectiva. Así se comprende que cuando la velocidad de rotación se hace importante, la corriente no llega a alcanzar su valor nominal, lo que

significa, en otros términos, que la energía de encendido es inversamente proporcional al número de revoluciones (a partir de un cierto régimen). Con un régimen bajo, la corriente aumenta y ello supone un incremento de la pérdida de potencia en la bobina, sin que aumente la energía de encendido. La corriente es limitada, en efecto, por la resistencia ohmica de la bobina (resistencia a la corriente continua).

Por todos estos condicionantes, el dimensionamiento de un encendido mecánico se traduce en un compromiso entre la potencia consumida —bobina en tensión, aunque motor detenido— y la energía necesaria en régimen alto. Por otra parte, no hay que perder de vista que la tensión «de a bordo» puede variar entre 6 V en el arranque y 14,5 V en las mejores condiciones. Esta solución, lejos de ser óptima, ha sido la utilizada durante bastantes años al no encontrar otra mejor, por supuesto, salvo la solución electrónica que es la única viable y eficaz. Otros puntos flacos del sistema son los platinos y la cabeza del distribuidor (el delco); basta con que los primeros estén un poco desgastados por rozamiento mecánico o debido a los sucesivos arcos eléctricos a los que se ven sometidos, para que se altere el ángulo y el punto de encendido. Para eliminar todos estos puntos débiles, para responder a la imperativa necesidad de economía energética y para simplificar el mantenimiento, se han definido las especificaciones de la nueva generación de sistemas de encendido.

3

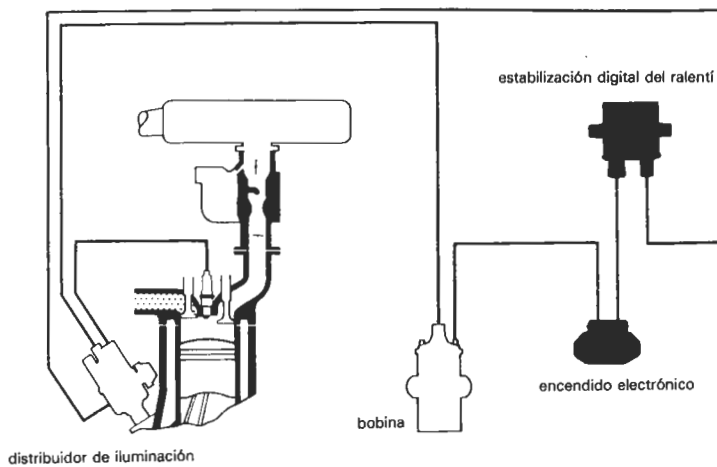


Figura 3. Un encendido moderno consta de un sistema de encendido electrónico y de un módulo de estabilización digital del ralentí, asociados a la bobina y al distribuidor de encendido convencionales.

4

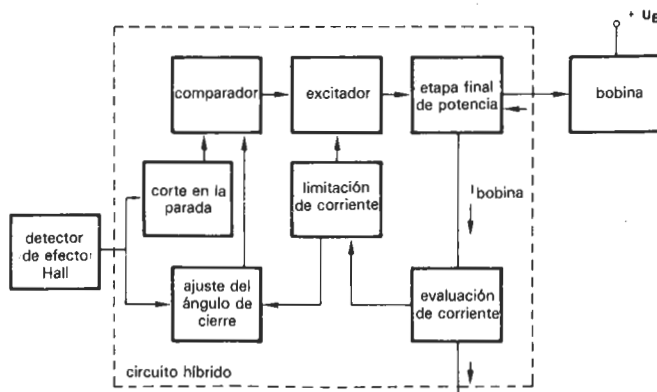


Figura 4. Diagrama de bloques de un encendido electrónico.

Alta tensión

La mayor separación entre los electrodos de una bujía exige la presencia de una tensión más elevada.

Condiciones:

$U \geq 20 \text{ kV}$ para una carga de $1 \text{ M } \Omega$ y 50 pF , siendo la tensión disponible de 6 V.

$U \geq 25 \text{ kV}$ en las mismas condiciones pero cuando la tensión disponible «a bordo» del vehículo está comprendida entre 10 y 16 V.

Subida de la tensión

Es importante que la subida de la alta tensión sea rápida hasta conseguir la aparición de la chispa, con el fin de limitar al máximo las pérdidas de energía por derivación.

$$\text{Condición: } \frac{du}{dt} \geq 900 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Resistencia interna

A medida que sea inferior la resistencia interna de un encendido, más importante será la corriente de la chispa; esto hará que el sistema sea incluso menos sensible a las corrientes de derivación.

Condición: $R_{idyn} = 150 \text{ K } \Omega$

Energía de la chispa

Para poder satisfacer las condiciones establecidas en los párrafos anteriores, es necesario disponer de una chispa dotada de una cierta energía.

selektor

Duración de la chispa

Los motores que funcionan respetando la exigencia de un bajo consumo energético, utilizan una mezcla combustible en la que la proporción de carburante es lo más reducida posible. En la práctica, este método no resulta ideal, ya que se producen mezclas gaseosas que distan mucho de ser perfectamente homogéneas. Este es el motivo por el que se intenta prolongar la duración de vida de la chispa.

Condición: $t_B \geq 3 \text{ ms}$.

El diseño de un sistema de encendido ajustado a toda esta serie de condiciones se ha realizado bajo los auspicios de un constructor de automóviles. Este fabricante propuso el empleo de una bobina modificada para lograr los objetivos idóneos. Por su parte, el fabricante del sistema electrónico propuso igualmente el empleo de un detector de efecto Hall como sistema de disparo.

Este sistema goza de diversas ventajas: por una parte, es capaz de proporcionar una señal rectangular independiente del régimen del motor y, por otra parte, la relación señal/ruido que lo caracteriza es muy favorable, tanto en el arranque como a régimen bajo.

La figura 4 ilustra el diagrama de bloques de la zona de control y regulación del encendido, agrupada en un circuito híbrido. En función de las condiciones o exigencias establecidas, la etapa de potencia final posee las siguientes características, características obtenidas gracias al empleo de un transistor Darlington de potencia:

- Amplificación de corriente: $\beta \geq 100$, con $I_c = 5 \text{ A}$
- Tensión de saturación: $U_{CE \text{ sat}} \leq 1,5 \text{ V}$
- Corriente máxima: $I_c \geq 10 \text{ A}$
- Tensión de disparo: $V_{CEO} \geq 400 \text{ V}$

Los restantes elementos están, en su mayor parte, agrupados en un circuito integrado monolítico. La corriente de carga de esta bobina está limitada al valor máximo admisible de 7,5 A, por evaluación y limitación de corriente. La llegada y el corte de la corriente de carga, controlado por el detector de efecto Hall, suponen una pérdida de potencia de la etapa final de amplificación en funcionamiento a bajo régimen. Este es el motivo por el que se ha previsto realizar un ajuste del ángulo de encendido con el fin de limitar en lo posible estas pérdidas. Este ajuste se efectúa de tal forma que la bobina sólo esté sometida a tensión durante el tiempo necesario para que la corriente alcance su valor nominal. Al igual que un ruptor mecánico, el detector de efecto Hall es capaz de entregar una señal, aunque el motor esté detenido, cualquiera que sea la posición del cigüeñal. Un sistema de corte en detención actúa de tal forma que la corriente de carga de la bobina desapare-

5

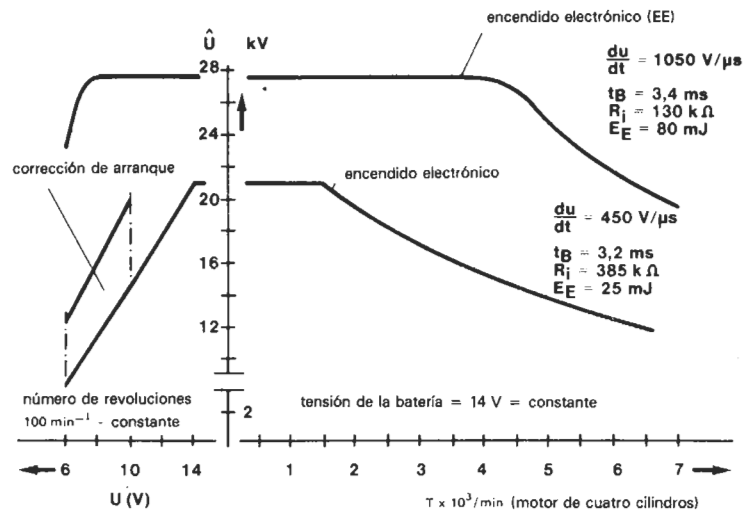


Figura 5. Características técnicas de un encendido de automóvil.

6

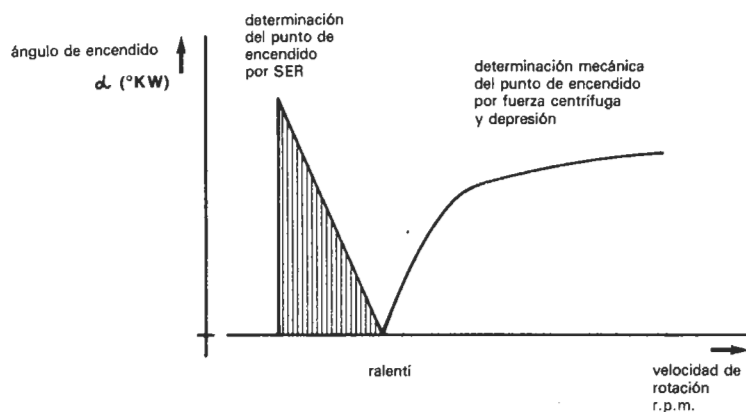


Figura 6. Ajuste del ángulo de encendido.

ca, como muy tarde, 1,5 segundos después de su aplicación. La disposición comparativa de ambas curvas, muestra claramente las ventajas que caracterizan a un encendido electrónico respecto a su homólogo mecánico (ver figura 5). La alta tensión permanece constante, cualquiera que sea el estado de carga de la batería, y no varía prácticamente en el arranque, cualquiera que sea el régimen (en un amplio margen). Las experiencias estáticas y en circulación, han repercutido en la introducción de notables mejoras:

- Constancia del punto de encendido.
- Arranque en frío mucho más fácil.
- Supresión de fallos con el motor «en caliente».
- Eliminación de fallos en circulación urbana debidos al engrase de las bujías.
- Supresión de fallos, incluso cuando la separación entre los electrodos de las bujías es muy importante, lo que alarga notablemente la duración de las bujías.
- Economías de gasolina evaluables entre el 2 y el 4%.

selektor

Las contrapartidas que acabamos de enunciar se revelan particularmente útiles en los vehículos algo antiguos o bastante usados, que no se han beneficiado de un mantenimiento y puesta a punto «regulares».

Circuito de estabilización electrónica del ralenti

La incorporación del encendido electrónico al automóvil tiene como corolario la posibilidad de optimizar el comportamiento del ralenti de un motor de combustión interna. Si se pretende lograr un ralenti correcto para un motor de la generación actual, es preciso enriquecer la mezcla ($\lambda \geq 1$). Esta necesidad se traduce en un incremento del consumo y, a su vez, en una mayor emisión de gases producidos en la combustión, gases que en ningún caso podemos calificar de no-polucionantes. El sistema de estabilización electrónica del ralenti (SER), que controla igualmente el punto de encendido, permite disminuir la riqueza de la mezcla sin que ello tenga consecuencias desastrosas en el correcto funcionamiento del ralenti. Para lograr este resultado, se intercala un montaje adicional entre el detector Hall del distribuidor y el módulo de encendido electrónico (ver figura 3). Su principio de

funcionamiento aparece representado en la figura 6. Por encima del régimen de ralenti, el punto de encendido es «avanzado» en función de la velocidad de rotación y de la carga por medio de un detector centrífugo a mazarota, incorporado en el distribuidor, y del evaluador de depresión.

Por debajo del régimen de ralenti toma el relevo el sistema SER. La intervención de este sistema automático se produce cuando el régimen cae, por efecto de un aumento de la carga debido al arranque, a la conexión de los limpia-parabrisas o de la calefacción, o debido a un embragado automático. El punto de encendido se ve ligeramente avanzado, con lo que se compensa el aumento de carga del motor.

El empleo simultáneo de ambos sistemas, encendido electrónico y SER, permite una notable disminución del consumo y de la polución debida a los gases, en los rangos «I» y «II» definidos en la figura 2.

El indicador de consumo y el «incitador» al cambio de velocidad

Cada día son más los vehículos que disponen de un sistema combinado de indicador de consumo y «incitador» al cambio de velocidad. Nadie ignora la importancia que reviste la forma de conducir en el consumo de carburante. Una conducción adecuada permite reducir notablemente el coste por kilómetro al disminuir el consumo de gasolina. Este es el motivo que ha llevado a la puesta a punto de sistemas que facilitan la decisión del conductor (básicamente, indicándole el instante adecuado para cambiar de velocidad) y le permiten una conducción

económica. Por supuesto que estos sistemas no son ni mucho menos equiparables a los ordenadores incorporados a los aviones de línea comercial, capaces de indicar en todo momento la altitud de vuelo idónea, la velocidad de crucero más económica, la posición... Regresemos a tierra firme. En esencia, los sistemas a los que nos referimos se basan en la existencia de una cierta relación entre la potencia entregada y el consumo de carburante cuando la conducción es «repositada».

La depresión que existe en los colectores de admisión es un criterio que permite calcular el consumo para el tipo de motor que nos interesa. Tal como ilustra la figura 7, observamos que cuando esta depresión supera los 0,3 bar, se entra en un dominio desfavorable.

La «incitación» al cambio de velocidad se calcula integrando la depresión y el régimen del motor en lo relativo a las tres o cuatro relaciones inferiores. Cuando la depresión excede de 0,3 bar, o cuando el régimen supera un determinado valor U_s , que podríamos fijar en 1.900 rpm., se «sugiere» al conductor que pase a la relación superior para hacer su conducción más económica. Por su parte, el detector de depresión indica el consumo en litros por cada cien kilómetros (l/100 km).

Las informaciones necesarias para el funcionamiento de un «incitador» para motor diesel no son las mismas. Las que proporciona el indicador de depresión se sustituyen por las informaciones entregadas por el ángulo de la leva de la bomba de inyección, el ralenti y el detector de «toma» (motor embragado o no). Este sistema se construye aplicando la tecnología convencional. Si se respetan las indicaciones proporcionadas por el sistema, la economía de consumo en circulación urbana puede situarse hasta en el 20%.

7

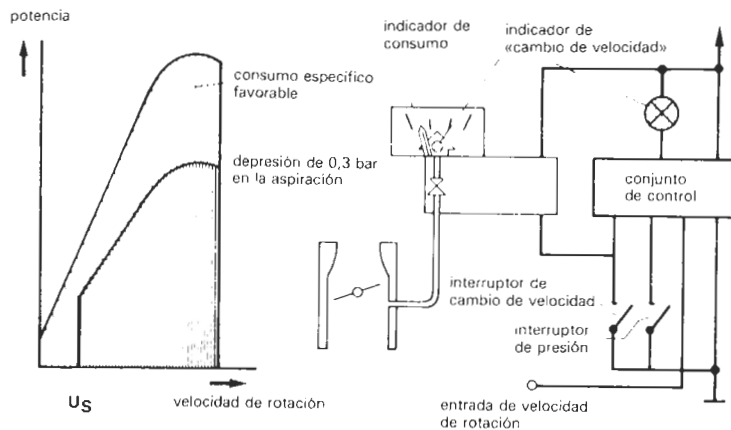


Figura 7. Indicador de consumo y de cambio de velocidad.

selektor

selektor

categoría de sistemas; el motor se detendrá si se dan las siguientes condiciones:

- velocidad ≤ 5 km/h
- palanca de cambio situada entre la tercera y cuarta velocidad (neutra)
- temperatura del motor $\geq 55^{\circ}\text{C}$

El motor arrancará automáticamente al colocar la palanca de cambio entre la primera y segunda velocidad o en marcha atrás. La detención del motor sólo será efectiva cuando esté en ralentí y, además, la velocidad esté por debajo del límite fatídico de 65 km/h. El motor no podrá ser re-arrancado de nuevo por medio de la palanca de cambio salvo a condición de que esté totalmente detenido. Para conseguir este resultado, se limitará la posibilidad de re-arranque a una duración determinada que, por ejemplo, podrá prolongarse hasta que el motor haya alcanzado su régimen de ralentí.

Aquí, una vez más, las experiencias en ruta han demostrado que las economías de carburante pueden ser de hasta un 20%, si bien, este resultado depende de la densidad de circulación.

Un razonable empleo de los sistemas electrónicos debe traducirse en una nada despreciable economía de carburante en cualquier tipo de automóvil. Hacia 1985 entraremos en una nueva fase en la que los

elementos electrónicos se incluirán en el concepto general, ya desde la concepción de los nuevos modelos de vehículos... ¡se habrá llegado a la integración total de la electrónica en el automóvil! El ingreso en esta nueva fase se caracterizará por el empleo, cada vez más importante, de circuitos electrónicos programables. La creciente «inteligencia» de esta categoría de circuitos proporcionará al diseñador de automóviles la posibilidad de encontrar nuevas soluciones a los problemas que ahora representan la economía energética y la polución del medio ambiente. Este avance significará, desafortunadamente, un incremento del coste final del producto, considerable en algunos casos.

El motor será objeto de una particular atención. Algunos sistemas electrónicos podrán reemplazar a determinados elementos mecánicos como, por ejemplo, al control del carburador y del punto de encendido y al control de la caja de cambios de velocidad y del embrague.

La electrónica «inteligente» abre nuevos caminos, no sólo orientados a permitir una economía energética y una disminución relativa de la polución, sino también destinados a proporcionar al conductor una mayor información relativa al estado interno y al funcionamiento de su vehículo. Será necesario diseñar sistemas que sean independientes del tipo de automóvil y, por consiguiente, adaptables a una amplia gama de vehículos. Esta es una necesidad importante en orden a simplificar en la medida de lo posible el mantenimiento de los vehículos. Las condiciones que se imponen a este tipo de sistemas son muy severas:

- Absoluta fiabilidad de los sistemas electrónicos.
- Posibilidad de realizar fácilmente cualquier tipo de modificación o adaptación en el sistema.

— Fabricación de una cantidad de sistemas lo suficiente importante como para que permita situar los precios de venta incluso por debajo de los que imperan en el campo de la electrónica de consumo.

Existen ya varios fabricantes (entre ellos AEG-Telefunken) que poseen esta tecnología y que están preparados para entrar sin dilación en esta nueva etapa. Los medios con los que hay que contar no son precisamente exigüos; hay que disponer de líneas de fabricación de semiconductores de tecnología bipolar y MOS, además de circuitos integrados híbridos y monolíticos LSI.

El desarrollo en este campo demuestra claramente la importancia que tiene para el fabricante de automóviles el estar asociado con un «par» competente del sector electrónico, tanto para el diseño y puesta a punto de esta nueva categoría de sistemas, como para su producción en serie.

El artículo está basado en la conferencia técnica del ingeniero Mr. D. Bush, incluida en un coloquio Europeo sobre el tema organizado por la sociedad AEG-Telefunken.

selektor

8

detención automática del motor cuando:

- velocidad < 5 km/h
- palanca de velocidad en el punto 3 ó 4
- temperatura del motor $> 55^{\circ}\text{C}$

avance automático del motor

- palanca de velocidad en el punto 1 ó 2

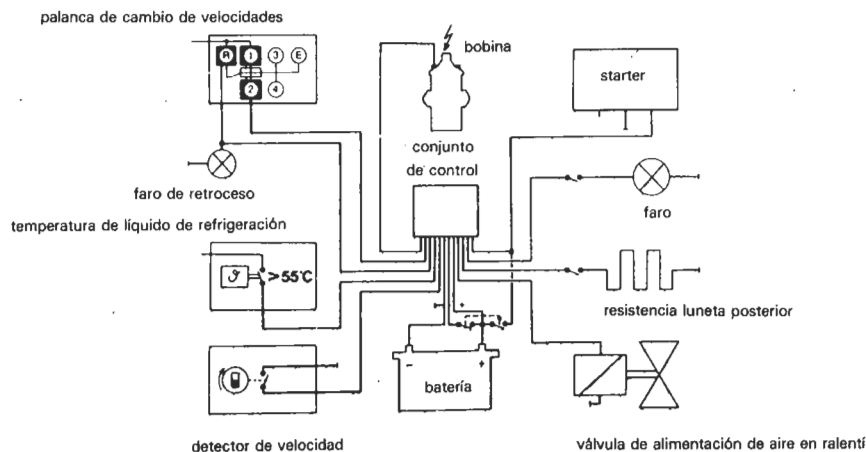


Figura 8. Sistema de parada-arranque electrónico. Su inclusión en el automóvil permite una relativa economía de carburante en ambas situaciones.

El principio de funcionamiento del tipo más común de visualizadores a cristal líquido (twisted nematic) fue objeto de una extensa y detallada descripción en un artículo publicado en Elektor, núm. 18 (noviembre 1981). La figura 1 resume la estructura básica de un LCD que, en esencia, consta de una capa de líquido cristalino encerrada entre dos láminas de vidrio.

Bajo la influencia de un campo eléctrico, las moléculas de la capa de líquido cristalino modifican su orientación y se alinean de acuerdo al sentido del campo eléctrico. La capa de líquido cristalino posee la particularidad de impedir el paso de la luz incidente salvo en el caso de que ésta se halle en reposo. La modificación del sentido de orientación de las moléculas altera consecuentemente el sentido de polarización. De acuerdo al tipo de filtro de polarización que se utilice, la redistribución de las moléculas se traduce en la variación de la transparencia de la superficie de los correspondientes segmentos. En definitiva, éstos pierden su transparencia y se hacen opacos o viceversa.

principio «del huésped o invitado». En este caso, la invitada es la molécula de colorante que sigue las evoluciones de la molécula de líquido cristalino.

La modificación del sentido de posicionamiento de las moléculas de colorante se traduce paralelamente en un efecto óptico. Este efecto óptico secundario es precisamente el que dota a los visualizadores policromos de una sorprendente luminosidad y viveza cromática. El fenómeno en cuestión aparece ilustrado en la figura 2: si las moléculas de colorante se disponen paralelamente a la superficie frontal del visualizador (figura 2a), absorben la luz incidente y, en definitiva, el visualizador adopta el color del colorante.

Cuando se establece una tensión alterna en los electrodos de los segmentos, las moléculas de colorante se orientan en el sentido del campo eléctrico, conducidas por las moléculas del líquido cristalino (figura 2b), y se colocan perpendiculares a la superficie frontal del visualizador. En estas condiciones las moléculas del colorante no absorben la luz sino que, por el contrario, la dejan pasar sin afectarla con la menor modificación. Los segmentos excitados serán transparentes, con lo que aparecerán los símbolos en el color del plano posterior (espejo) utilizado, por ejemplo, en blanco.

LCDs de color

la nueva era de los displays de cristal líquido policromos

Los visualizadores de cristal líquido (LCD) «en blanco y negro», tan comunes en la actualidad, poseen un contraste suficiente a condición de que el ángulo de visión sea el adecuado. En cuanto que el ángulo de visión es ligeramente plano, el observador aprecia muy poco más que una simple superficie gris. Un reciente desarrollo de la tecnología de los cristales líquidos ha puesto fin a este inconveniente, proponiendo una nueva categoría de displays policromos de una luminosidad desconocida e imprevisible hasta ahora. Si las previsiones se consuman, en un futuro no muy lejano los tradicionales LCDs de «negro sobre gris» quedarán obsoletos.

Los colorantes se suman al movimiento

La «rotación» de las moléculas de los nuevos visualizadores de cristal líquido se obtiene en base a la adición de una molécula de colorante especial a cada molécula de líquido cristalino. Dado que el campo eléctrico no tiene influencia alguna sobre esta molécula de colorante, se utiliza la molécula de cristal líquido como «motor de arrastre». Este fenómeno se conoce bajo la denominación de «Guest-Host Principle», apelativo que podríamos traducir como

La ausencia de filtro

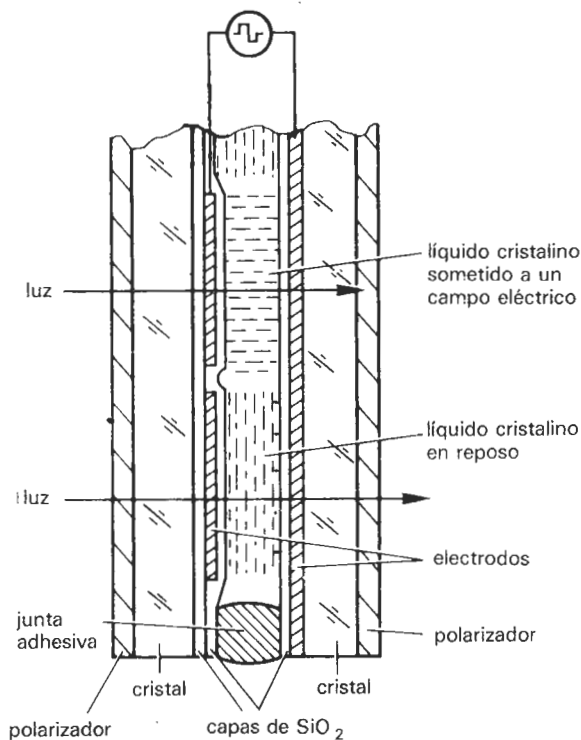
Hasta el momento no hemos hablado casi de la polarización. Realmente no ha sido necesario, ya que aun sin polarización de la luz es posible ver la diferencia entre un segmento coloreado y un segmento transparente. La supresión de los polarizadores supone numerosas ventajas, aun sin referirnos a la coloración de los visualizadores anteriormente mencionada.

El punto más digno de interés radica en el incremento del ángulo de visión que ahora es próximo a los 180°. Los visualizadores policromos resultan de fácil lectura, incluso al dotarlos de lunetas polarizadas. En cualquier caso, es indudable que la ausencia de polarizador aporta muy diversas ventajas: es imposible rayar polarizadores que no existen, no interceptan la luz incidente y no pueden hacerse opacos por efecto de la humedad o de la temperatura ambiente, por el mero hecho de que no están presentes en el visualizador. Sin lugar a dudas, los visualizadores de color son más luminosos, más resistentes a las rayaduras y otros desperfectos mecánicos y menos sensibles a la humedad que sus homólogos «convencionales».

La tecnología del color

Los fabricantes japoneses de este tipo de componentes se han esmerado en esta nueva ocasión. Invirtiendo el principio descrito en un párrafo precedente, (cambiando la capa de moléculas de colorante, por ejemplo), se logra una visualización transparente en reposo, mientras que en el caso de que el visualizador esté excitado, se observa el color específico del colorante. Gracias a esta transparencia, es perfectamente posible superponer varias capas de

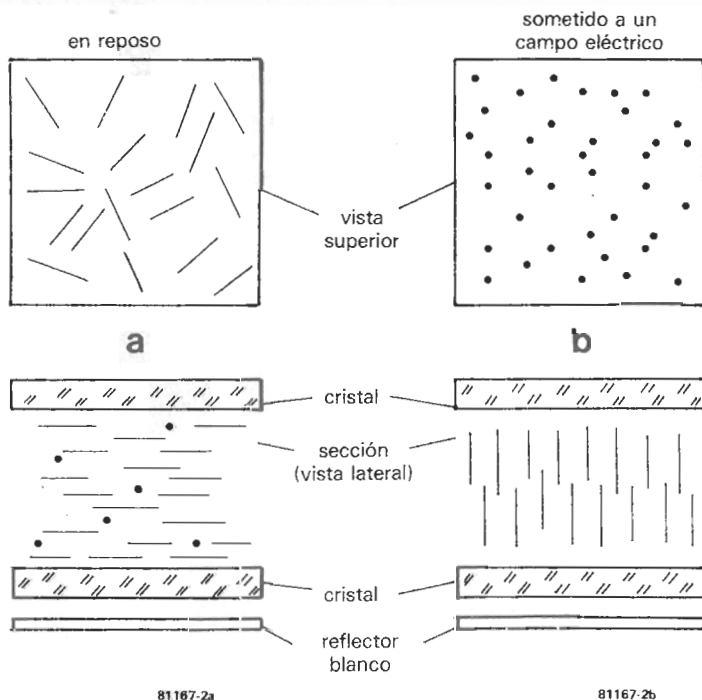
1



81167-1

Figura 1. Estructura esquemática de un visualizador de cristal líquido monocromático. La capa de líquido cristalino está encerrada herméticamente entre dos láminas de cristal. Cada una de ellas está recubierta en una de sus superficies por un electrodo transparente y conductor. Como se observa en el esquema, la dirección de las moléculas varía bajo la influencia de un campo eléctrico. Por medio de los filtros de polarización exteriores, el hecho de «hacer pivotar» las moléculas entre los electrodos excitados, tiene por efecto modificar la transparencia del correspondiente segmento.

2



81167-2a

81167-2b

Figura 2. Principio de funcionamiento de un visualizador a cristal líquido policromo del tipo «Guest-Host». En esta categoría de visualizadores, la capa de líquido cristalino se complementa con moléculas de un colorante especial. Estas moléculas pigmentadas son transportadas por las moléculas de cristal líquido. En reposo (figura 2a), las moléculas pigmentadas son paralelas a la superficie frontal del visualizador, de tal forma que la visualización se aprecia en el color del colorante. En el caso de excitación eléctrica, las moléculas del colorante se colocan perpendicularmente a la superficie frontal. En estas condiciones (figura 2b) las moléculas no absorben la luz, los segmentos excitados se hacen transparentes y se observan los símbolos en el color del plano posterior. No es necesario disponer de filtros de polarización.

visualización con lo que se obtiene un display multicolor (multilayer). El visualizador en cuestión es capaz de realizar un determinado número de funciones distintas. Con un único visualizador es posible, por ejemplo para un lector de cassettes, pasar de la función de VU-metro a la de reloj o a la de indicador de posición de banda magnética.

Otro ejemplo, ampliamente ilustrativo, se concreta en su aplicación a un polímetro, que se podrá utilizar tanto con indicación analógica (aguja o barra magnética) como digital.

Como suele ocurrir en muchos campos de la electrónica de vanguardia, los fabricantes de visualizadores policromos de LCD que tienen el viento en popa y se constituyen en líderes indiscutibles, son los japoneses. En el pelotón de cabeza nos encontramos con Stanley, Sharp, Hitachi, Epson, Hosiden, Toshiba y Matsushita ¿Impresionante, no es cierto? Por el momento el único participante europeo es Siemens.

Los problemas del color

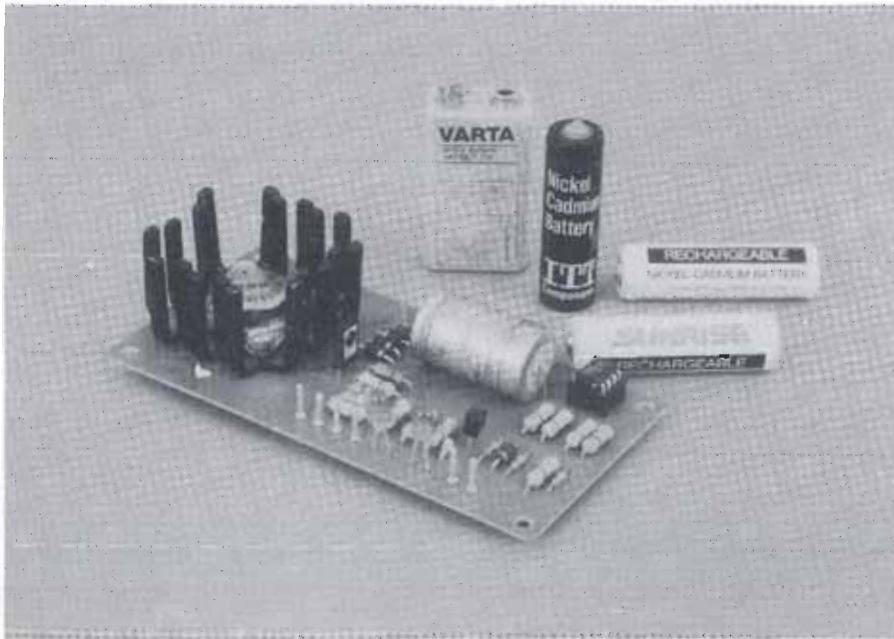
Para ser totalmente objetivos, hay que hacer mención a algunos inconvenientes que presentan los visualizadores policromos. El contraste, por ejemplo, es menos pronunciado, si bien este pequeño defecto es ampliamente compensado por el incremento del ángulo de visión y de la luminosidad. Un determinado número de cristales líquidos «Guest-Host» necesitan una tensión de alimentación superior que parte de un mínimo de 5 V. Este no es el caso general puesto que los displays policromos de Hosiden operan con una tensión de alimentación de 3 V.

Los visualizadores policromos tienen una inercia de conmutación mayor que la de sus congéneres en «blanco y negro», que en conjunto son más vivos. Este es el motivo por el que el multiplexado no es una técnica excesivamente común en los visualizadores policromos, al menos por el momento.

Por lo que respecta a su periodo de vida y a la gama de temperaturas que soportan, los nuevos displays son comparables a los tradicionales, no obstante, por debajo de los -10 ° C no se conocen con excesiva precisión las reacciones de los cristales líquidos. Los precios, elemento decisivo en muchos casos, no difieren en gran medida de los vigentes para los visualizadores de LCD tradicionales. Por el momento aún no es posible adquirir este nuevo tipo de visualizadores en el mercado; estos se suministran actualmente en dosis muy precarias. Dada la situación, no es posible prever cuando va a concebirse un proyecto que utilice este tipo de visualizadores y esté al alcance del aficionado. La tendencia europea está caracterizada por una atenta espera, mientras que la japonesa y americana manifiesta un resuelto avance. No deberá sorprendernos en absoluto la próxima aparición en el mercado de una nueva generación de aparatos «made in japan» dotados de atractivos visualizadores policromos de cristal líquido.

cargador universal de NiCad

para todo tipo de acumuladores de níquel-cadmio



Las células o acumuladores de níquel-cadmio representan una alternativa económica a las tradicionales pilas, sobre todo cuando estas últimas se destinan a la alimentación de aparatos «voraces de energía». Su atractivo económico puede difuminarse si el usuario se ve obligado a adquirir un cargador específico para cada tipo de acumulador NiCad. No cabe duda de que la solución a este inconveniente consiste en disponer de un cargador capaz de nutrir a una amplia variedad de acumuladores. Como ya habrán supuesto, este artículo se ocupa precisamente de la descripción de un cargador de este tipo. Para prevenir cualquier posible desperfecto, nuestro cargador está provisto de un sistema de seguridad para el caso en el que se invierta por error la polaridad de los acumuladores.

Cuando se quieren recargar varias células o acumuladores simultáneamente, por medio de la misma fuente de corriente, es muy posible que el usuario estime que la solución obvia es conectar los diversos acumuladores en paralelo. En la práctica este procedimiento no es utilizable debido a la divergencia de las características de carga y al distinto estado de carga de los diversos acumuladores que se quieran recargar en conjunto. En

consecuencia, va a ser necesario conectarlos en serie. Sólo con este tipo de asociación se podrá determinar exactamente y a priori cuál será la corriente de carga de los acumuladores, corriente que estará en función de su capacidad en «mAh».

La mayor parte de los acumuladores se someten a una corriente de carga (en mAh) igual a 1/10 de su capacidad (en mAh), siendo la duración de carga autorizada

próxima a las 14 horas. Por lo demás, la corriente no produce ningún efecto alarmante en los acumuladores en el caso de que la carga se prolongue durante un mayor intervalo de tiempo. Basta pues con activar la carga de los acumuladores durante 14 horas, incluso cuando no exista certidumbre de su estado de carga inicial. Naturalmente, si se pretende utilizar el cargador con diversos tipos de acumuladores de NiCad, es necesario que disponga de una corriente de salida ajustable, debido a que cada tipo de célula o acumulador requiere una corriente de carga específica.

El esquema

La figura 1 muestra el esquema completo del cargador universal de acumuladores NiCad. Una fuente de corriente, construida con la ayuda de T1, T2, T3 y los componentes inmediatos, proporciona la corriente de carga constante. Esta fuente de corriente sólo funciona a condición de que los acumuladores estén correctamente polarizados respecto al cargador (o lo que es lo mismo, el más al «+» y el menos al «-»). El circuito integrado IC1, un 741, se encarga de controlar la polaridad. Este amplificador operacional verifica la polaridad de la tensión que existe en las bornas de salida. Si los acumuladores están montados correctamente, la patilla 3 de IC1 dispone de una tensión más positiva que la presente en la patilla 2. La situación se traduce en una salida positiva de IC1, con lo que T2 recibe una corriente de base y la fuente de corriente entra en funcionamiento.

El valor de la corriente entregada por la fuente puede seleccionarse por medio de S1. Las resistencias R6, R7 y R8, con los valores que aparecen en el esquema, permiten elegir una corriente de 50 mA, 180 mA o 400 mA. Cuando se deseen cargar acumuladores pequeños de tipo «penlight», se colocará el conmutador S1 en la posición 1. La posición 2 permite la carga de células o acumuladores NiCad de tamaño mediano (denominados de tipo «baby»), mientras que la posición 3 se destina a la carga de acumuladores mayores (tipo «mono»).

El funcionamiento de la fuente de corriente es muy simple. Hay que considerar al circuito como un sistema de realimentación de corriente. Supongamos que S1 está en la posición «1» y que la salida de IC1 es positiva. Los transistores T2 y T3 reciben una corriente de base a través de IC1 y entran en conducción. La corriente que atraviesa a los transistores produce una tensión en los extremos de R6 que obliga a T1 a pasar a estado conductor. Si la corriente que atraviesa a R6 tiene tendencia a aumentar, T1 se hará más conductor y tomará a su vez una parte de la corriente de control destinada a T2 y a T3; esta situación limitará la conducción de estos dos últimos transistores, con lo que se compensará el incremento inicial de corriente. En definitiva, el resultado se concreta en el paso a través de T3 de una corriente relativamente constante, corriente que cargará a los acumuladores conectados al circuito.

Para visualizar con claridad el funcionamiento del cargador, hemos colocado dos LEDs en el circuito de la fuente de corriente. Cuando los acumuladores de NiCad están correctamente conectados, IC1 entrega

1

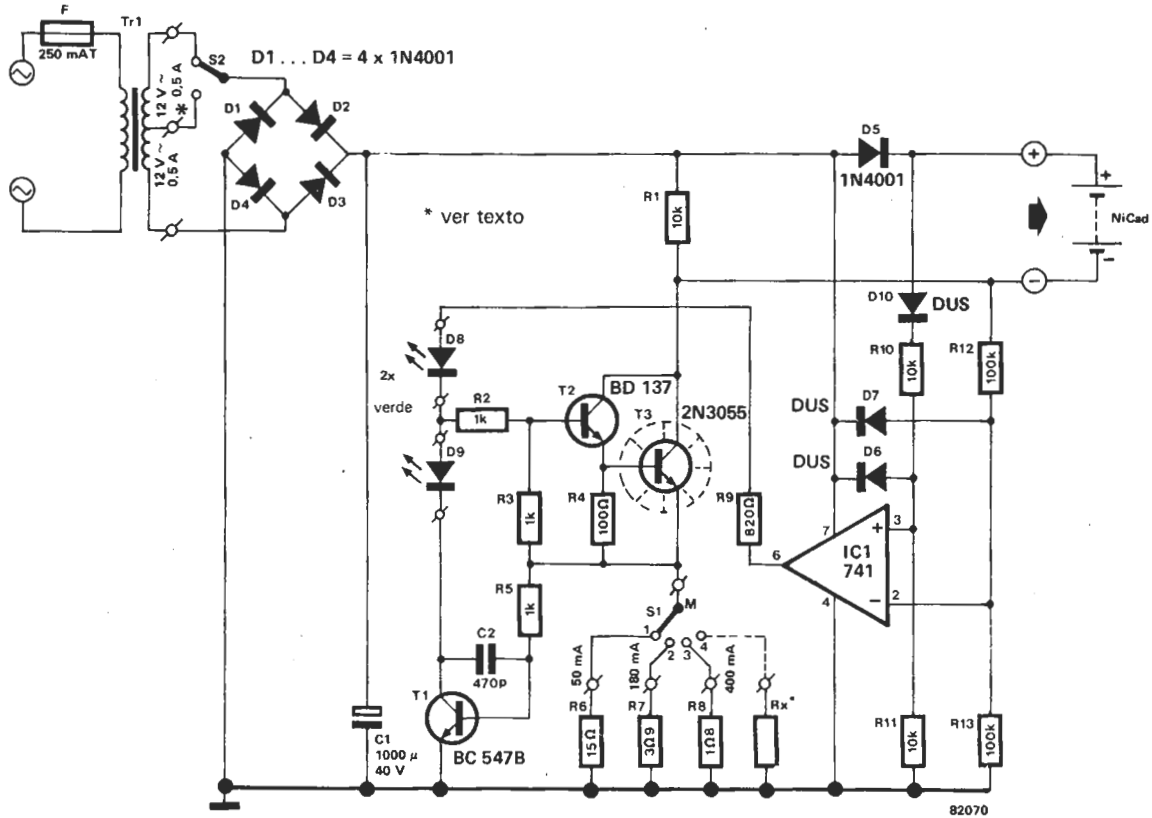






Figura 1. El cargador universal de NiCad consta de una fuente de corriente conmutable (T1, T2, T3) y de un comparador (IC1) que verifica la polaridad de los acumuladores conectados. Los dos LEDs permiten conocer si la tensión de alimentación es suficiente (y, por consiguiente, si la corriente de carga de los acumuladores es la adecuada) y si los acumuladores están correctamente conectados.

Tabla 1

	designación y referencia tipo internacional	IEC. designación de las pilas	IEC. designación de los acumuladores NiCad	corriente de carga de las células	posición de S1
	penlight AA	R6 (1.5 V)	KR 15/51 (1.2 V)	45 ... 60 mA	1
	baby C	R14 (1.5 V)	KR 27/50 (1.2 V)	165 ... 200 mA	2
	mono D	R20 (1.5 V)	KR 35/62 (1.2 V)	350 ... 400 mA	3
	power-pack PP3	6F22 (9 V)	— (7.5 V) (8.4 V) (9 V)	7 ... 11 mA	4

Lista de componentes:

Resistencias:
 R1, R10, R11 = 10 k
 R2, R3, R5 = 1 k
 R4 = 100 Ω
 R6 = 15 Ω
 R7 = 3.9 Ω
 R8 = 1.8 Ω
 R9 = 820 Ω
 R12, R13 = 100 k

Condensadores:
 C1 = 1000 μ/40 V
 C2 = 470 p

Semiconductores:
 T1 = BC 547B
 T2 = BD 137
 T3 = 2N3055
 IC1 = 741
 D1 ... D5 = 1N4001
 D6, D7, D10 = DUS
 D8, D9 = LED (verde)

Varios:
 Tr1 = transformador 2 × 12 V/0.5A
 S1 = conmutador 1 circ./3 pos.
 S2 = conmutador 1 circ./2 pos.
 radiador para T3 (cápsula TO 3)

La tabla refleja la correspondencia de sustitución de pilas por acumuladores NiCad. Hay que tener en cuenta que la capacidad de los acumuladores difiere según el fabricante.

2

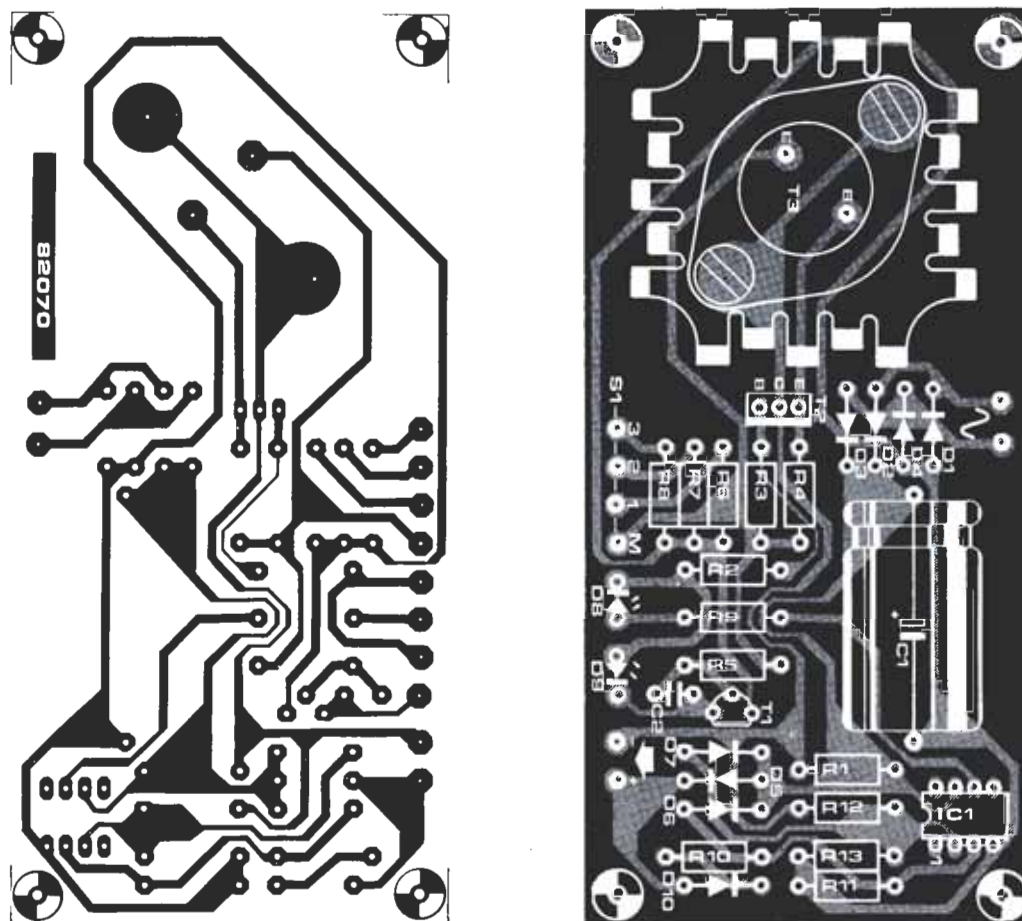


Figura 2. Trazado del circuito impreso y disposición de los componentes del cargador universal de acumuladores NiCad. El transistor T3 debe dotarse de un radiador adecuado.

una tensión positiva y el LED D8 se ilumina. Si la polaridad de los acumuladores se ha invertido en su conexión, la patilla 2 de IC1 será más positiva que la patilla 3, lo que hará que la salida de este amplificador operacional, que actúa como comparador, se sitúe a nivel cero. La fuente de corriente no recibe corriente de control alguna y el LED D8 permanece apagado. En ausencia de acumuladores, nos encontraremos ante una situación idéntica: dada la caída de tensión ocasionada por D10 en la patilla 2 existirá una tensión superior a la presente en la patilla 3. El cargador sólo funcionará cuando se conecte al circuito un acumulador con una tensión «remanente» de al menos 1 V. En efecto, si el acumulador está completamente descargado, difícilmente podrá el cargador detectar un error de polaridad; observando la presencia del diodo en serie que exige una tensión de 0,7 V, es obvia la necesidad de un «resto» de tensión mínima de 1 V. El usuario de acumuladores sabe que no es conveniente descargarlos por completo, so pena de que se deterioren rápidamente.

El LED D9 se encarga de evidenciar el funcionamiento efectivo de la fuente de corriente. Puede parecer superfluo, sin embargo, hay que tener en cuenta que el correcto funcionamiento de la fuente no sólo exige la presencia de la corriente de control de IC1. Es preciso que la tensión de la fuente de corriente sea la adecuada, si se pretende que ésta se vea en condiciones de estabilizar la corriente entregada. Esta circunstancia exige que la tensión de alimenta-

ción sea siempre ligeramente superior a la tensión total presente en bornas de los acumuladores. Sólo en este caso será suficiente la caída de tensión en la fuente de corriente y se establecerá, por medio de T1, la realimentación de corriente que se patentizará en el encendido del LED D9.

Utilización

El trazado de las pistas de cobre del circuito impreso y la distribución de componentes sobre la placa aparecen ilustrados en la figura 2. A excepción del transformador de alimentación, todos los restantes componentes del montaje tienen un lugar reservado en la placa de circuito impreso. Sabemos que el transistor T3 va a disipar una potencia relativamente importante, de ahí que sea necesario dotarlo de un radiador térmico cuyas dimensiones se indican en la propia serigrafía. T3 adquirirá una notable temperatura sobre todo en el caso de cargar un reducido número de acumuladores. Una medida muy oportuna es emplear un transformador con toma intermedia que nos permita seleccionar una tensión inferior (por medio de S2) cuando el número de acumuladores a cargar sea reducido. La toma intermedia no sólo incrementa la seguridad de funcionamiento de T3, sino que también supone una sustancial economía energética. La iluminación del LED D9 indicará que la tensión inferior entregada por el transformador es suficiente. En el caso

de que D9 permanezca apagado, será necesario utilizar la tensión máxima del secundario del transformador (tomas extremas). Para iniciar la carga de los acumuladores de tipo penlight, se coloca S1 en la posición 1. La corriente de carga es de unos 50 mA. Los acumuladores de mayor tamaño pueden cargarse con una corriente de 180 mA (tipo R14) o de 400 mA (tipo R20) colocando S1, respectivamente, en la posición 2 ó 3. Si es preciso disponer de una corriente más importante, será necesario modificar el valor de una de las resistencias R6, R7 ó R8. El valor de la resistencia se calcula dividiendo 0,7 por el valor de la corriente que se desee obtener. Tomemos el ejemplo de una corriente fija de 100 mA: el valor de la resistencia será de $0,7 \text{ V} / 0,1 \text{ A} = 7 \text{ ohmios}$. En la práctica es posible obtener corrientes de hasta 1 A, si bien, en este caso, habrá que garantizar una más eficaz refrigeración de T3 y adaptar en consecuencia las características del transformador Tr1. Por otra parte no hay ningún inconveniente en utilizar un conmutador de más de tres posiciones para realizar las funciones de S1.

La carga de un acumulador de níquel-cadmio dura por término medio unas 14 horas. Los acumuladores de tecnología reciente soportan sin inconveniente cargas de mayor duración. No obstante, ésta no es una precisión muy útil debido a que la energía no es precisamente gratuita. ¿Por qué no utilizar un programador, de construcción propia o comercial, para interrumpir la carga al cabo de 14 horas?

16 Kbytes con 8 circuitos integrados de memoria RAM

Los sistemas basados en microprocesador contruidos por aficionados suelen disponer exclusivamente memorias RAM estáticas: una vez que se aplica la tensión de alimentación, los datos son introducidos en la memoria en donde permanecen sin riesgo de alteración mientras que ésta reciba la necesaria alimentación. Con las memorias dinámicas sucede algo distinto: para que los datos introducidos en la memoria no se pierdan, es imprescindible someterlas a lo que se ha dado en llamar «refresco». No cabe duda de que esto supone un ligero inconveniente debido a la circuitería adicional que precisa; si bien, el precio de este

de transistores integrados en un chip!... Realmente, una célula de RAM dinámica no incorpora ningún biestable (cuyos dos estados son estables) sino todo lo contrario, un condensador con interruptor a FET. La tensión en los extremos del condensador corresponde a uno de los dos posibles niveles lógicos. Resulta evidente que la estructura de la célula de RAM dinámica es mucho menos compleja que la célula de una RAM estática; en consecuencia, en una misma superficie se pueden integrar una cantidad mucho más importante de células dinámicas que de estáticas. En cualquier caso, la célula dinámica tal como acabamos

tarjeta de RAM dinámica

El precio de los circuitos integrados de memoria dinámica es una de sus características más remarcables y atractivas, aún a pesar de la inversión adicional que requiere la lógica de control necesaria. Ocho circuitos integrados pueden almacenar hasta 16 Kbytes de información ocupando (incluida la lógica adicional) una simple tarjeta de tamaño Eurocard. Otras ventajas de la tecnología dinámica son su bajo consumo de corriente y su rápido tiempo de acceso.

tipo de memorias permite adquirir los circuitos lógicos necesarios para la realización del ciclo de refresco sin suponer, en modo alguno, una inversión económica sustancial.

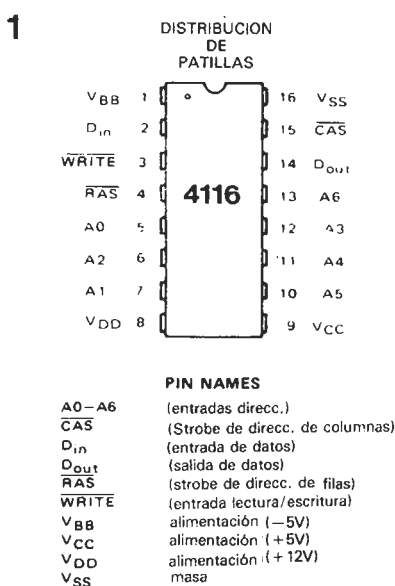
RAMs estáticas y dinámicas

El hecho de que el aficionado prefiera la RAM estática se debe, en gran medida, a su fácil puesta a punto: su circuitería anexa se limita a la decodificación de direcciones y, eventualmente, a algunos registros temporales o buffers. Todas las funciones están integradas y no existen problemas de «timing» (cadencia de las diversas señales). Una célula de memoria estática es comparable a un biestable con borrado y posicionamiento (flip-flop con reset/set). Un biestable semejante consta, al menos, de 5 ó 6 transistores... ¿se imaginan el número

de describirla no funciona en realidad. Cualquier condensador está afectado por una desafortunada característica: posee una corriente de fugas, más o menos importante, que conduce a una pérdida de información al cabo de un tiempo más o menos prolongado. De ahí precisamente la necesidad de una «regeneración periódica», realizada por una circuitería que conforma una secuencia de tiempos (timing) precisa y bastante complicada.

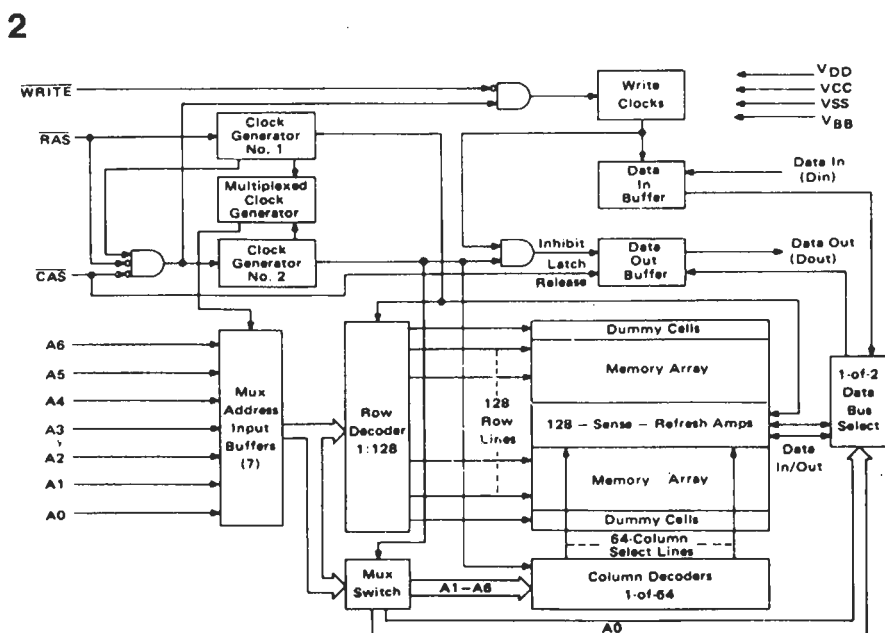
Este no es el único problema que afecta a la memoria RAM dinámica. Hemos mencionado que el número de células de memoria integradas en un chip es elevado; por lo tanto, es natural que nos encontremos ante dificultades de direccionamiento que los constructores de este tipo de memorias han resuelto «multiplexando el bus de direcciones».

El consumo de corriente es extremadamente débil... aunque está el inevitable reverso de la moneda: son necesarias tres ten-



82017 - 1

Figura 1. Distribución de patillas del circuito integrado de RAM dinámica tipo 4116. Observe que precisa de tres tensiones de alimentación (afortunadamente disponibles en el Junior Computer).



82017 - 2

Figura 2. Diagrama de bloques del 4116, constituido por una matriz de 128 filas por 128 columnas. Cabe señalar la presencia de los amplificadores de lectura y de refresco situados entre las filas de la matriz.

siones de alimentación, mientras que la RAM estática se contenta con los clásicos +5 V.

Después de este resumen objetivo de las ventajas e inconvenientes de la RAM dinámica respecto a la RAM estática, vamos a examinar los fundamentos de la puesta a punto de una tarjeta autónoma de RAM dinámica.

Estructura y funcionamiento de un chip de memoria RAM dinámica

Para nuestro montaje hemos elegido circuitos integrados (chips) de RAM dinámica del tipo 4116 cuyas características inmediatas son su economía y disponibilidad. El 4116 es una memoria RAM dinámica de 16384 x 1 bit, de tal forma que bastan ocho circuitos de este tipo para obtener 16 Kbytes. Su velocidad es relativamente elevada; el tiempo de acceso (de 150 a 300 ns) viene especificado sobre su propia cápsula DIL de 16 patillas.

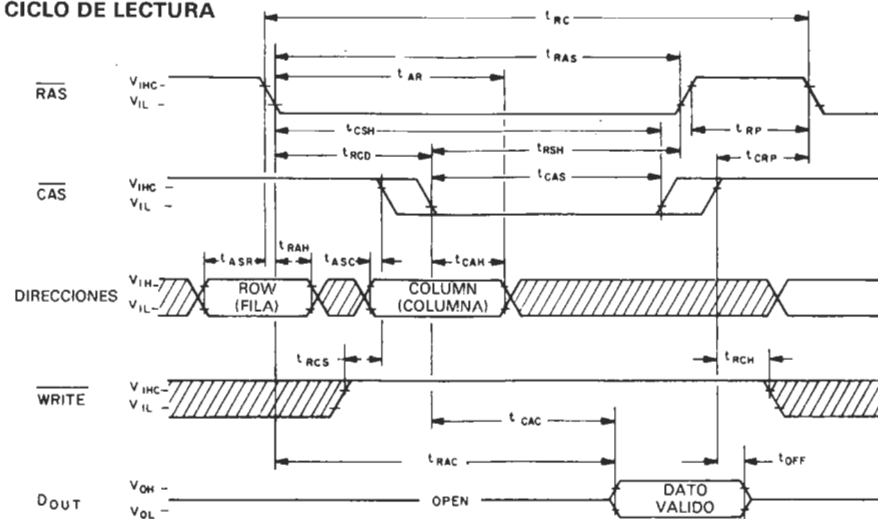
¿Dieciséis patillas...? ¿Cómo es posible acceder a 16 Kbits de información en un circuito integrado que no tiene más que 16 patillas?

Los 16 Kbits están repartidos en una matriz de 128 filas y 128 columnas. Para direccionar un bit de información son necesarios 14 bits de direcciones ($2^{14} = 16.384$), de los que 7 se destinan a la selección de fila y los otros 7 a la selección de columna. Un decodificador de fila y otro de columna, ambos integrados, atribuyen a cada dirección de 7 bits la fila y columna correspondientes; por otra parte, un multiplexor integrado gestiona la conmutación de las configuraciones de dirección de fila y de dirección de columna... El circuito está dotado de una patilla denominada RAS («Row Address Strobe») a la que se aplica un pulso de nivel lógico bajo cuando la palabra de dirección presente en el bus de direcciones corresponde a una fila (row = fila). La patilla CAS («Column Address Strobe») recibe un pulso de nivel lógico bajo cuando la palabra dato consta de un solo bit por circuito integrado, éstos sólo están dotados de una sola línea de entrada de dato y de una sola línea de salida (Din y Dout). El nivel lógico aplicado a la patilla WRITE (escritura) determina la naturaleza de la operación en curso: escritura = nivel bajo, lectura = nivel alto. Quedan las cuatro patillas para las tensiones de alimentación: $V_{DD} = +12\text{ V}$; $V_{CC} = +5\text{ V}$; $V_{BB} = -5\text{ V}$ y $V_{SS} = 0\text{ V}$.

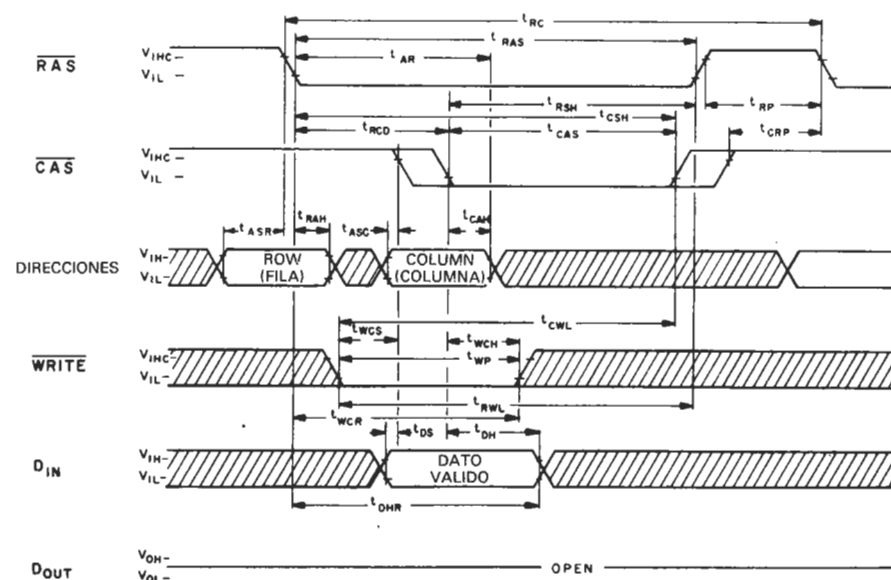
Un circuito integrado del tipo 4116 incorpora también 128 amplificadores de lectura y de «refresco», cuyo nombre indica ya que su función es doble. Por una parte garantizan la recarga de los condensadores y por otra parte la amplificación de la señal de lectura o de escritura en una célula. Cada amplificador es comparable a un biestable en el que cada entrada está asociada a la mitad de una columna. Cuando el circuito integrado recibe una dirección de fila, las informaciones contenidas en los condensadores de esta fila son leídas secuencialmen-

3

CICLO DE LECTURA

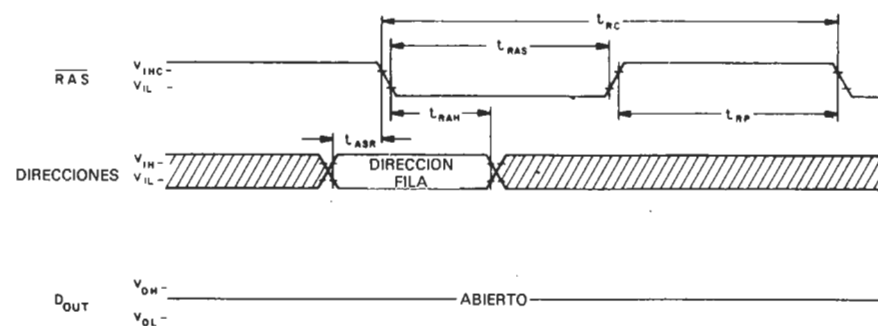


CICLO DE ESCRITURA



CICLO DE REFRESCO

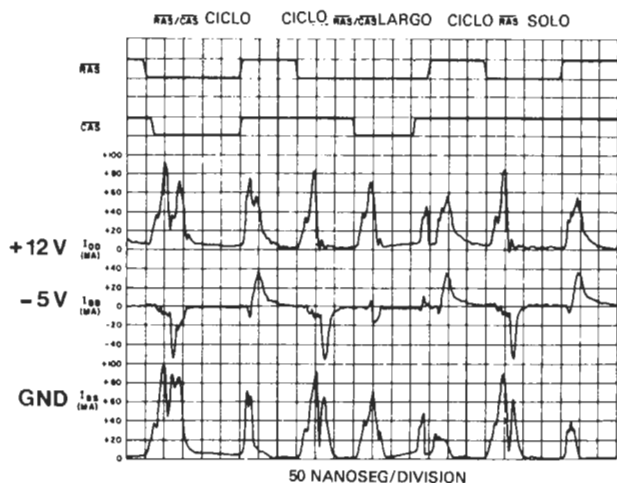
NOTA: CAS = VIH, WRITE = No significativo



82017 - 3

Figura 3. Conograma de las operaciones de lectura, escritura y refresco de una memoria 4116. Los valores absolutos de tiempo no se indican en el gráfico debido a que varían de uno a otro fabricante; en cualquier caso, su magnitud se expresa en nanosegundos.

4



82017 - 4

Figura 4. Las curvas muestran el consumo de corriente que corresponde a los instantes de cambio de nivel lógico de las señales RAS y CAS. Se observa que el consumo medio es reducido, si bien, aparecen picos de corriente de hasta 100 mA; este aspecto hay que tenerlo en cuenta para el diseño de la tarjeta.

te, de tal forma que cada condensador se descarga a su vez a través de la entrada del amplificador. El cambio de tensión obtenido de esta forma es «amplificado» por el biestable y realimentado hacia la correspondiente columna con objeto de restaurar la carga del condensador situado en la intersección con la fila seleccionada. Así pues, el amplificador de lectura contiene exactamente el mismo dato que el condensador que acaba de ser descargado y posteriormente restaurado a su estado inicial. Este es el método por el que se «refrescan» los niveles lógicos memorizados en todos los condensadores de una línea, cada vez que ésta es direccionada. Para que el lector pueda hacerse una idea de lo que representa la carga de un condensador semejante, señalaremos que en una 4116 su capacidad es unos 0,04 pF.

La sucesión cronológica de las diversas señales puede deducirse de la descripción que acabamos de realizar. En el transcurso de

5

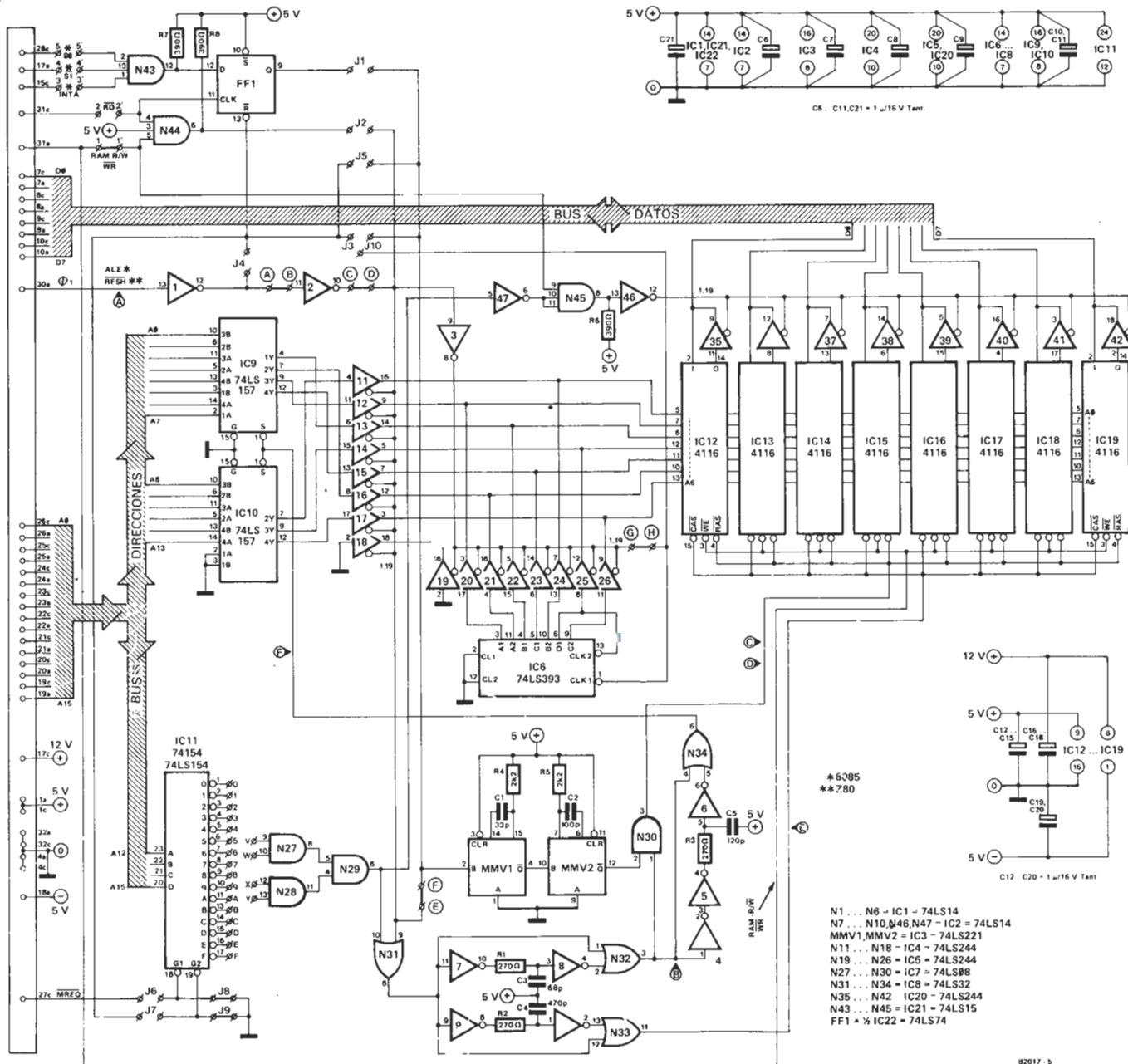


Figura 5. Esquema completo de la tarjeta de 16 Kbytes de memoria RAM dinámica. Aunque inicialmente se ha diseñado para el Junior Computer, el juego de puentes (straps) permite su aplicación a otros sistemas basados en microprocesador.

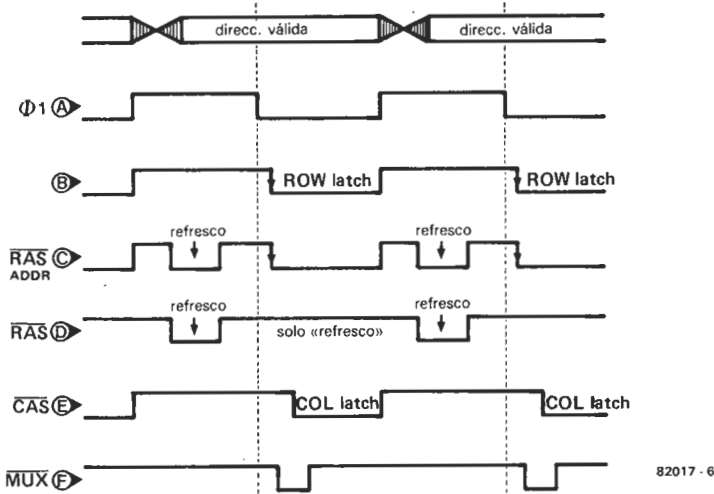


Figura 6. Cronograma de las señales más importantes de la tarjeta de memoria RAM dinámica. Las letras permiten identificar las diversas señales y localizarlas en el esquema de la figura 5.

una operación de lectura, hay que empezar por depositar en el bus la palabra de dirección de 7 bits: se trata de una dirección de fila. A continuación, llega la señal \overline{RAS} . La palabra de direccionamiento de línea debe permanecer durante un cierto tiempo antes de ceder su lugar a la palabra de direccionamiento de columna (7 bits) que será seguida por la señal \overline{CAS} . La palabra de dirección de columna debe también permanecer durante un cierto tiempo sobre el bus. El buffer de salida interno transmite el nivel lógico del dato direccionado hacia la línea de salida de datos. El estado lógico de la línea \overline{WRITE} se mantiene a nivel alto durante todo este intervalo, puesto que se trata de una operación de lectura.

Durante una operación de escritura, el dato se aplica a la entrada de datos, mientras que a través de la entrada \overline{WRITE} se introduce un nivel lógico bajo. La figura 3 proporciona un cronograma (timing) detallado de las señales puestas en juego en una operación de lectura (ciclo de lectura) y de escritura (ciclo de escritura).

Refresco

Para el lector aún inexperimentado los efectos de los condensadores aparecen ahora desde una nueva perspectiva: estamos condenados a refrescar periódicamente, con el fin de preservar las informaciones memorizadas. En un circuito 4116, el ciclo de refresco debe realizarse una vez al menos cada 2 ms. No obstante, dada la reducida capacidad de los condensadores de almacenamiento, el ciclo de refresco no será excesivamente largo.

Por otra parte, gracias a la arquitectura del circuito integrado, el procedimiento es bastante simple. Anteriormente nos hemos referido a los amplificadores de lectura: cuando una palabra de direccionamiento de fila es autorizada por el pulso \overline{RAS} , los 128 condensadores de la fila se descargan sobre los 128 amplificadores (situados en las respectivas columnas de la matriz) correspondientes. Los 128 niveles lógicos son amplificados y devueltos a los 128 condensadores cuya carga se regenera de esta forma. En vista de lo que ocurre, podemos considerar que la totalidad de los datos contenidos en un circuito integrado son preservados si, en

el espacio de 2 ms., son direccionadas todas las filas de la matriz y validadas cada vez por un pulso \overline{RAS} .

Los 2 ms. son un valor extremo y nada impide el efectuar el ciclo de refresco con una cadencia más elevada. Según la frecuencia del reloj del sistema basado en microprocesador del que forma parte la memoria, el ciclo podrá ser —por ejemplo— de 128 μ s, a razón de una línea por microsegundo (en el Junior Computer, el reloj posee una frecuencia de 1 MHz).

La cronología de las señales

La figura 3 muestra el cronograma detallado de las operaciones de lectura, escritura y refresco. En los gráficos aparecen también los valores máximos y mínimos que hay que respetar para la puesta a punto de la tarjeta de RAM dinámica. Estos son relativos debido a que los valores absolutos varían sensiblemente de uno a otro fabricante. La cronología fue comentada al ocuparnos de la descripción de la arquitectura del circuito integrado.

La fuente de alimentación

En una tarjeta de RAM dinámica hay que prestar la máxima atención a la fuente de alimentación, a la que se exige bastante más de lo que puede parecer a simple vista. En efecto, si son necesarias tres tensiones de alimentación, parece razonable suponer que el consumo medio va a ser extraordinariamente débil. Para poner las cosas en su punto, la figura 4 muestra los picos de corriente que se producen al aplicar los pulsos \overline{RAS} y \overline{CAS} al circuito integrado. Se observa claramente que el consumo aumenta considerablemente durante los flancos de los pulsos: los picos de corriente pueden llegar hasta los 100 mA por circuito integrado.

El esquema

En la figura 5 aparece el esquema completo de la tarjeta de 16 Kbytes de memoria RAM dinámica.

La memoria RAM propiamente dicha está constituida por los circuitos integrados IC12...IC19: 16 K x 8 bits. Las líneas de datos están conectadas directamente al conector de la tarjeta (a la izquierda). Cabe observar que las líneas de salida de datos de los chips de memoria acceden al bus a través de los buffers de salida de alta impedancia. Las líneas de direcciones A0...A13 están aplicadas a IC9 e IC10, circuitos que contienen cada uno de ellos cuatro multiplexores 2 a 1; de esta forma, el número de líneas de dirección resultantes se reduce a siete.

Antes de ser aplicadas a los circuitos integrados, las citadas líneas de direcciones son buffereadas por N11...N17. Las líneas de dirección A12...A15 llegan al decodificador de direcciones IC11. Según las conexiones establecidas por el usuario entre las salidas de este decodificador y las entradas de las puertas N27 y N28, la tarjeta podrá ser direccionada en cualquier zona del espacio total de 64 K accesible por un microprocesador con 16 líneas en el bus de direcciones.

De la generación de los ciclos de refresco se ocupa IC6, conformado como contador binario de 7 bits; sus salidas están conectadas, a través de los buffers de alta impedancia de salida N20...N26, a las líneas de direccionamiento de los circuitos de memoria. Mientras que el microprocesador no direcciona a la tarjeta de RAM dinámica, el bus de direcciones permanece disponible para el refresco. Las puertas N1, N2 y N3 conducen la señal de reloj $\phi 1$ hacia la entrada de reloj de IC6 y hacia las entradas de control de N20...N26.

Cuando la señal $\phi 1$ del Junior Computer está a nivel lógico alto, la RAM nunca es direccionada; en otros sistemas puede ocurrir algo distinto, de ahí que los puentes a cablear para el Junior Computer no sean comunes para otros sistemas basados en microprocesador. Volvamos al hecho de que la memoria no es direccionada por el microprocesador durante determinados intervalos, intervalos que pueden aprovecharse perfectamente para los ciclos de refresco. Observemos el cronograma de la figura 6; después de cada pulso positivo de $\phi 1$, se incrementa el contenido del contador. Los buffers N11...N17 son inoperantes (salida en alta impedancia) ya que están controlados por N2/N3 y los buffers N20...N26 transmiten una dirección a los circuitos de memoria.

Los monoestables MMV1 y MMV2 generan un retardo que permite la aplicación de una señal \overline{RAS} a la RAM algunos instantes después de que se produzca el flanco ascendente de la señal de reloj; tanto es así que con cada flanco positivo de la señal de reloj se refresca una línea de la matriz.

Una vez que el contador haya recibido los 128 pulsos de reloj, se habrán «refrescado» las 128 líneas de la matriz de RAM. Si la frecuencia de reloj es de 1 MHz, cada ciclo de refresco durará 128 μ s. La duración del retardo generado por MMV1 y MMV2 es tal que el refresco tiene lugar en medio del nivel alto de cada pulso de la señal de reloj. La autorización de una dirección se realiza siempre cuando el nivel lógico de $\phi 1$ es bajo. El circuito que garantice la precisión de esta cronología debe responder a algunos criterios: los sucesivos flancos deben presentarse en las patillas de los circuitos de

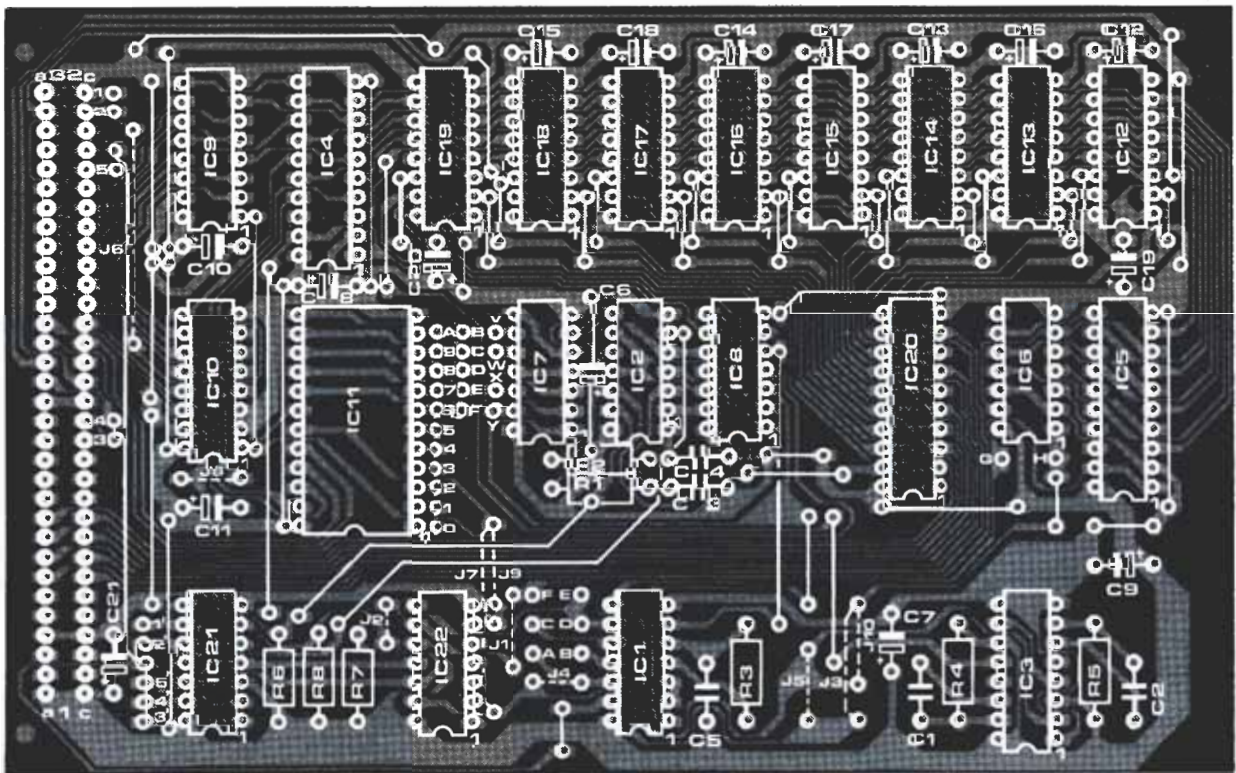
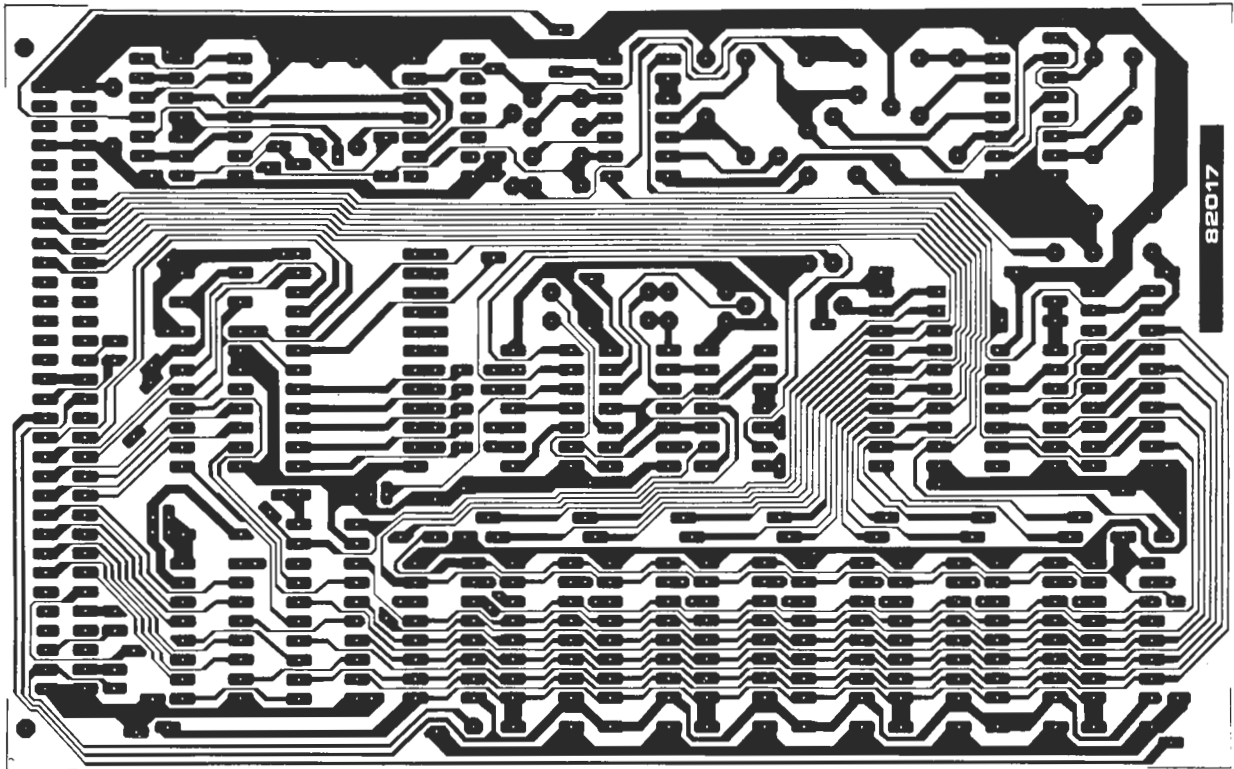


Figura 7. Diseño del trazado de las pistas de cobre y serigrafía del circuito impreso de la tarjeta de memoria RAM dinámica. Para la colocación de los puentes se observarán las indicaciones de las tablas 1 y 2.

Lista de componentes:**Resistencias:**

R1 ... R3 = 270 Ω
 R4, R5 = 2k2
 R6 ... R8 = 390 Ω

Condensadores:

C1 = 33 p
 C2 = 100 p
 C3 = 68 p
 C4 = 470 p
 C5 = 120 p
 C6 ... C21 = 1 μ /16 V tántalo

Semiconductores:

IC1, IC2 = 74LS14
 IC3 = 74LS221
 IC4, IC5, IC20 = 74LS244
 IC6 = 74LS393
 IC7 = 74LS08
 IC8 = 74LS32
 IC9, IC10 = 74LS157
 IC11 = 74LS154
 IC12 ... IC19 = 4116 (250 ns)
 IC21 = 74LS15
 IC22 = 74LS74 (ver texto)

Varios:

conector macho de 64 pin DIN 41612

memoria RAM en un determinado orden; la lógica que preside la cronología de la sucesión de pulsos está realizada entorno a N4...N10, R1...R3 y C3...C5.

Cuando el bus de direcciones contiene una dirección de lectura, la salida de N29 pasa a nivel lógico bajo. Esta señal aplicada a N31 permite el paso de ϕ 1 que accederá a N7 y a N9. La red R1/R3 retarda el flanco descendente de la señal de reloj que llegará a las entradas \overline{RAS} (ver figura 6); con ello quedará autorizada la primera dirección (7 bits)... A continuación, los multiplexores reciben el flanco descendente de \overline{RAS} , retardado por R3/C5, y conmutan. En este preciso instante, en bus de direcciones interno de la tarjeta de memoria, contiene los 7 bits de la dirección siguiente. El flanco descendente de la señal \overline{CAS} provoca su validación. Este flanco se obtiene a partir de la señal de reloj retardada por R2/C4. Las puertas lógicas y biestables que no figuran en nuestro comentario se utilizan cuando la tarjeta de memoria se aplica a otros sistemas distintos del Junior Computer.

Montaje

La figura 7 reproduce el diseño del trazado de las pistas de cobre y la serigrafía de la tarjeta de circuito impreso. Su realización en una placa de cara simple ha supuesto algún pequeño inconveniente: el precio que hay que pagar por esta economía se concreta en la necesidad de soldar algunos puentes exteriores (sensiblemente más numerosos que de ordinario). En consecuencia, habrá que extremar la atención para no olvidar la colocación de ninguno de los puentes. Los valores de los componentes son bastante

críticos, sobre todo los valores de aquéllos que contribuyen a la conformación de los pulsos y a su cronología.

Algunos de los puentes exteriores son opcionales y sólo son necesarios para determinados microprocesadores: la referencia adecuada puede encontrarla en la tabla 1. El integrado IC22 no se utiliza con los microprocesadores 6502 y Z80. Contrariamente al Z80, el 8085 no entrega señal de refresco. Para solventarlo, se asocian las señales S0, S1 e INTA que denotan la salida de un código de operación. Durante el intervalo que el microprocesador consagra al código de operación es cuando se realiza el refresco de la memoria. Por otra parte, el bus de datos del 8085 está multiplexado y contiene también direcciones; es imprescindible que este bus sea demultiplexado a nivel del sistema original, puesto que la tarjeta de RAM dinámica no se ha diseñado para operar con un bus multiplexado.

Las conexiones V, W, X e Y permiten emplazar libremente la tarjeta de RAM en el espacio de memoria accesible por el microprocesador. Cada salida de IC11 corresponde a un bloque de 4 K: habrá pues cuatro conexiones para cubrir los 16 K de la tarjeta (ver tabla 2). Hay que prestar una atención especial a la decodificación de A12 y A13 cuya configuración no debe repetirse, dado que ambas líneas son aplicadas directamente a los circuitos de RAM a través del bus de direcciones. Los cuatro puentes (straps) V...Y deben colocarse siempre de tal forma que las siguientes combinaciones de A13/A12 se almacenen en bloques de memoria consecutivos: 0/0; 0/1; 1/0 y 1/1.

Por ejemplo, el siguiente direccionamiento es correcto: 8000, 9000, A000 y B000; cosa que no ocurre con: 0000, 4000, 8000 y C000, estas últimas combinaciones son incorrectas debido a que A12 y A13 serán 00 en todos los bloques.

Es necesario extremar la cautela en el montaje y elegir zócalos para los circuitos integrados de buena calidad. En nuestros laboratorios hemos construido un cierto número de prototipos que han funcionado sin problema alguno desde el primer instante. Si la tarjeta se utiliza con el Junior Computer, se podrán tomar las tensiones de alimentación de la propia fuente del Junior que dispone de todas ellas. Si, por el contrario, la tarjeta de memoria se aplicara a otro sistema en el que no existen las necesarias tensiones de alimentación, le bastará con ojear algunos de los anteriores números de Elektor para encontrar esquemas de circuitos de alimentación adecuados al efecto.

Verificación del circuito

Antes de dar tensión al montaje, es absolutamente necesario comprobar que todas las tensiones necesarias están perfectamente estabilizadas a su valor nominal. Para empezar es recomendable aplicar sólo la tensión de -5 V, con el fin de evitar cualquier posible sobretensión. Sin embargo, si tenemos la total garantía de que las tensiones son correctas, no es imprescindible adoptar esta precaución.

Una vez que la tarjeta esté asociada al bus del sistema, resultará prácticamente imposi-

sible verificar su adecuado funcionamiento por métodos puramente visuales; de ahí que hayamos confeccionado un programa (tabla 3) que ayudará al usuario del Junior Computer a verificar la absoluta eficacia de la tarjeta de memoria.

Para que el programa de verificación sea efectivo, es necesario especificar dos parámetros: la dirección inicial y la dirección final del bloque de memoria a examinar. La dirección inicial se almacenará en las posiciones de memoria cuyas direcciones son \$0000 (ADL, byte menos significativo) y \$0001 (ADH, byte más significativo), y la dirección final en \$0002 (ADL) y \$0003 (ADH). Después de introducidos ambos parámetros, se podrá lanzar el programa a partir de la dirección \$0004.

Tabla 1

6502	Z-80	8085
1-1'	1-1'	1-1'
A-B	2-2'	2-2'
C-D	J2	3-3'
E-F	J3	4-4'
G-H	J4	5-5'
J8	J5	J1
J9	J6	J2
	J9	J4
IC22 omitido		J6
	IC22 omitido	J9
		J10

Tabla 1. Relación de los puentes que hay que colocar en la tarjeta de circuito impreso de acuerdo al tipo de microprocesador utilizado (6502, Z80 u 8085).

Tabla 2

salida IC5	dirección-bloques de 4 Kbytes	A15	A14	A13	A12
0	0000 ... 0FFF	0	0	0	0
1	1000 ... 1FFF	0	0	0	1
2	2000 ... 2FFF	0	0	1	0
3	3000 ... 3FFF	0	0	1	1
4	4000 ... 4FFF	0	1	0	0
5	5000 ... 5FFF	0	1	0	1
6	6000 ... 6FFF	0	1	1	0
7	7000 ... 7FFF	0	1	1	1
8	8000 ... 8FFF	1	0	0	0
9	9000 ... 9FFF	1	0	0	1
A	A000 ... AFFF	1	0	1	0
B	B000 ... BFFF	1	0	1	1
C	C000 ... CFFF	1	1	0	0
D	D000 ... DFFF	1	1	0	1
E	E000 ... EFFF	1	1	1	0
F	F000 ... FFFF	1	1	1	1

Tabla 2. El margen de direccionamiento de la tarjeta puede definirse por medio de la conexión de las salidas de IC5 a los puntos V, W, X e Y. Cada conexión define un bloque de 4 Kbytes, de ahí que para definir el conjunto de 16 K de la tarjeta sean necesarias cuatro conexiones (puentes).

Cada posición de memoria recibe inicialmente el dato 00 y, a continuación, el microprocesador verifica la presencia de este dato en la posición en la que acaba de cargarlo. Si todo es correcto, carga sucesivamente los datos 01, 02, 04, 08, 10, 20, 40 y 80, verificando en cada caso la corrección del dato cargado. De esta forma, cada bit de dirección es posicionado a nivel lógico alto mientras los siete restantes permanecen a nivel bajo. Por último, estas posiciones de memoria reciben el dato FF para detectar cualquier error de direccionamiento. De inmediato, el microprocesador verifica la presencia de este dato en cualquier otra posición de memoria, lo que le permitirá detectar fácilmente cualquier eventual error de decodificación (direccionamiento múltiple).

El procedimiento que acabamos de describir se repite con cada una de las 16384 posiciones de memoria, por supuesto, si el bloque que estamos verificando corresponde a los 16 K de la tarjeta de RAM que acabamos de construir. Es evidente que el programa en cuestión puede emplearse perfectamente para comprobar cualquier otra zona de memoria RAM. Al llegar al final del bloque, el microprocesador repite de nuevo el proceso de verificación, aunque esta vez en sentido contrario (desde el final hasta el principio del bloque). Si no detecta ningún error, visualizará la dirección 0000 con el byte menos significativo de la dirección primera del bloque verificado. Si detecta un error, visualizará la dirección de la posición defectuosa y el contenido erróneo almacenado en la misma; para relanzar el programa, basta con corregir el error, introducir la dirección \$000A y arrancar la ejecución con la tecla «GO».

```

0010: 0004          ORG $0004
0020:
0030:
0040:          *** RAM TEST PROGRAM ***
0050:
0060:
0070:          DEFINITIONS
0080:
0090: 0004          BEG * $0000 BEGIN OF MEMORY
0100: 0004          END * $0002 END OF MEMORY
0110: 0004          CUR * $00E6 CURRENT ADDRESS POINTER
0120: 0004          POINT * $00FA MONITOR'S ADDRESS POINTER
0130: 0004          PATTERN * $00E5 CURRENT TEST PATTERN
0140: 0004          MONITO * $1C1D
0150:
0160:
0170: 0004 20 45 00  RAMTST JSR WRZERO  FILL WORKSPACE WITH $00
0180: 0007 20 54 00          JSR CURBEG  CUR = BEG
0190:
0200: 000A 20 84 00  TSTA  JSR WALK   WALKING BIT ROUTINE
0210: 000D 00 2B          BNE TSTC   BRANCH IF MEMORY CELL IS DEFECT
0220: 000F A9 FF          LDAIM $FF  TEST PATTERN FOR DOUBLE ADDRESSING
0230: 0011 91 E6          STAIY CUR
0240: 0013 20 5D 00          JSR INCCHK INCREMENT AND CHECK CUR
0250: 0016 B0 F2          BCS TSTA  TEST FINISHED?
0260: 0018 20 45 00          JSR WRZERO  FILL WORKSPACE WITH $00
0270: 001B A6 02          LDX END   CHECK FROM BOTTOM TO TOP
0280: 001D 86 E6          STX CUR
0290: 001F A6 03          LDX END   +01
0300: 0021 86 E7          STX CUR   +01
0310:
0320: 0023 20 84 00  TSTB  JSR WALK   WALKING BIT ROUTINE
0330: 0026 D0 12          BNE TSTC   BRANCH IF MEMORY CELL IS DEFECT
0340: 0028 A9 FF          LDAIM $FF  TEST PATTERN FOR DOUBLE ADDRESSING
0350: 002A 91 E6          STAIY CUR
0360: 002C 20 6D 00          JSR DECCHK DECREMENT AND CHECK CUR
0370: 002F B0 F2          BCS TSTB
0380: 0031 A9 00          LDAIM $00  DISPLAY "0000 XX" IF
0390: 0033 85 FA          STA POINT  MEMORY IS O.K.
0400: 0035 85 FB          STA POINT  +01
0410: 0037 4C 1D 1C          JMP MONITO
0420:
0430: 003A A5 E6          TSTC  LDA CUR   DISPLAY THE ADDRESS OF
0440: 003C 85 FA          STA POINT  THE DEFECT MEMORY CELL
0450: 003E A5 E7          LDA CUR   +01
0460: 0040 85 FB          STA POINT  +01
0470: 0042 4C 1D 1C          JMP MONITO
0480:
0490:          SUBROUTINES
0500:
0510:
0520:
0530: 0045 20 54 00  WRZERO JSR CURBEG  FILL THE MEMORY BETWEEN BEG & END
0540: 0048 A0 00          LDYIM $00  WITH $00
0550:
0560: 004A A9 00          WRZ   LDAIM $00
0570: 004C 91 E6          STAIY CUR
0580: 004E 20 5D 00          JSR INCCHK
0590: 0051 B0 F7          BCS WRZ
0600: 0053 60          RTS
0610:
0620: 0054 A6 00          CURBEG LDX BEG   CUR = BEG
0630: 0056 86 E6          STX CUR
0640: 0058 A6 01          LDX BEG   +01
0650: 005A 86 E7          STX CUR   +01
0660: 005C 60          RTS
0670:
0680: 005D E6 E6          INCCHK INC CUR   CUR = CUR+01
0690: 005F D0 02          BNE IA
0700: 0061 E6 E7          INC CUR   +01
0710:
0720: 0063 38          IA   SEC   C=0 IF CUR >END
0730: 0064 A5 02          LDA END
0740: 0066 E5 E6          SBC CUR
0750: 0068 A5 03          LDA END   +01
0760: 006A E5 E7          SBC CUR   +01
0770: 006C 60          RTS
0780:
0790: 006D 38          DECCHK SEC   CUR = CUR -01
0800: 006E A5 E6          LDA CUR
0810: 0070 E9 01          SBCIM $01
0820: 0072 85 E6          STA CUR
0830: 0074 A5 E7          LDA CUR   +01
0840: 0076 E9 00          SBCIM $00
0850: 0078 85 E7          STA CUR   +01
0860: 007A 38          SEC   C=0 IF CUR < BEG
0870: 007B A5 E6          LDA CUR
0880: 007D E5 00          SBC BEG
0890: 007F A5 E7          LDA CUR   +01
0900: 0081 E5 01          SBC BEG   +01
0910: 0083 60          RTS
0920:
0930: 0084 A9 01          WALK  LDAIM $01  INIT. PATTERN
0940: 0086 85 E5          STA PATTERN
0950: 0088 A0 00          LDYIM $00
0960: 008A B1 E6          LDAIY CUR  IS STILL $00 IN THE CELL
0970: 008C D0 0F          BNE WALKB  IF NOT, THEN BRANCH
0980: 008E A2 08          LDXIM $08  WALKING BIT COUNTER
0990:
1000: 0090 A5 E5          WALKA LDA PATTERN  CURR. PATTERN INTO ACCU
1010: 0092 91 E6          STAIY CUR  STORE IT IN MEMORY
1020: 0094 D1 E6          CMPIY CUR  DOES IT MATCH?
1030: 0096 D0 05          BNE WALKB  IF NOT, THEN BRANCH
1040: 0098 06 E5          ASL PATTERN  WALKING BITS!
1050: 009A CA          DEX
1060: 009B D0 F3          BNE WALKA
1070:
1080: 009D 60          WALKB RTS
1090:
1100:

```

Tabla 3. Listado del programa de verificación de memoria RAM. Las direcciones de principio y final del bloque a verificar deben introducirse en las posiciones 0000...0003; el programa arranca a partir de la posición 0004.



Las ventajas del circuito hablan por sí mismas. Calcular tolerancias en base a la medida de las resistencias no es una tarea excesivamente agradable ni distraída, sino que es mucho más práctico y cómodo evaluarlas comparando el valor de las resistencias con una referencia constante. Con este procedimiento, Vd podrá discernir si la resistencia bajo examen es o no es la adecuada sin necesidad de dedicarse a realizar tediosos cálculos. En muchos casos, el circuito que le proponemos le ofrecerá una mayor precisión que si utilizara un polímetro digital de calidad como instrumento de evaluación. El circuito indicador de tolerancia no necesita ninguna resistencia de valor crítico ni ninguna fuente de tensión de referencia de encumbrada precisión. Una simple resisten-

indicador de tolerancia

con una precisión de apareado de hasta el 0,25%

El circuito que vamos a describir es un útil instrumento de laboratorio capaz de aparear resistencias comparando sus magnitudes e indicando cualquier diferencia entre ellas. Sin ningún tipo de ajuste previo, el circuito detecta con precisión tolerancias de hasta el 0,25%. El indicador de tolerancia dispone de un amplio margen de aplicación: puede medir resistencias destinadas a divisores de tensión para sintetizadores y otros instrumentos electrónicos, para fuentes de alimentación, instrumentos de medida e incluso para redes resistivas de tipo R-2R para convertidores D/A.

H. P. Baumann

cia ajustable sirve para calibrar el dispositivo que, por lo demás, es de muy fácil construcción al no precisar de ningún componente especial. Un dato significativo: la unidad de visualización consta simplemente de cuatro diodos LEDs.

El circuito

Una forma de determinar si dos resistencias son idénticas es conectar ambas en serie con una tensión de referencia y medir la caída de tensión en cada una de ellas. Si ambas resistencias coinciden, la tensión en el punto de unión será igual a la mitad de la tensión de referencia. Por ejemplo, una tensión de referencia de 10 V dará un resultado de 5 V, en el supuesto de que ambas resistencias verificadas sean de la misma magnitud. Si el nivel de tensión medido no es el previsto, la diferencia puede calcularse con una simple sustracción.

Una solución mucho menos complicada es la que gestiona automáticamente el circuito de la figura 1.

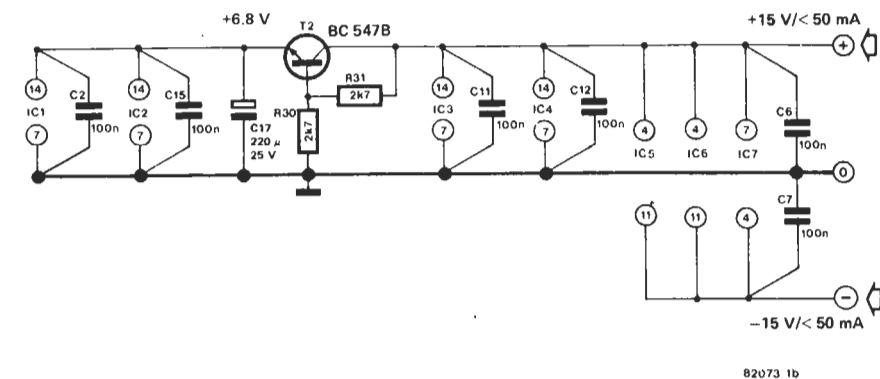
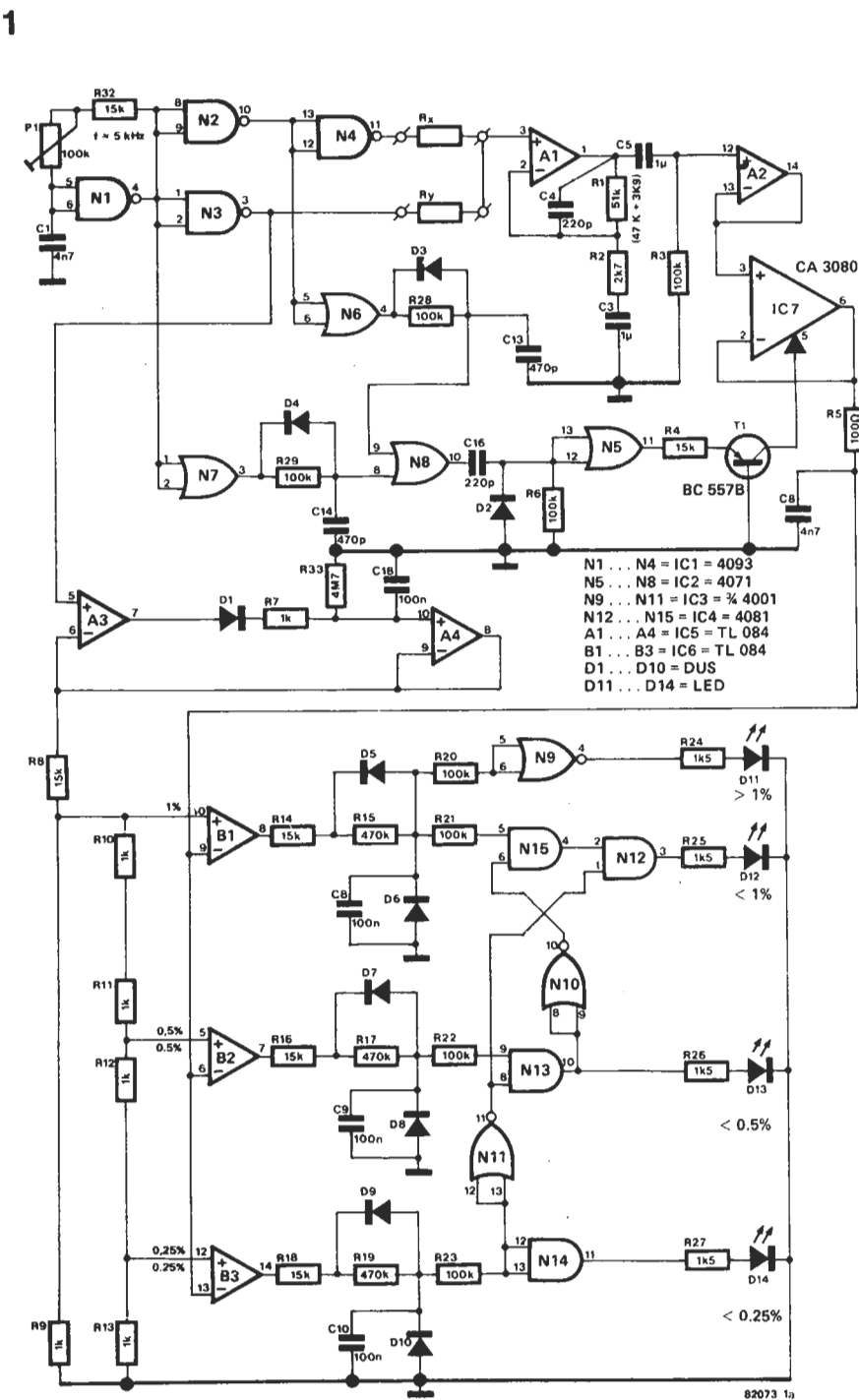
Un circuito integrado CMOS, del tipo 4093 (IC1), actúa como oscilador y genera dos trenes de pulsos rectangulares, con una frecuencia de 4...5 kHz, desfasados 180° entre sí. Estas señales se aplican a las resistencias bajo examen, Rx y Ry. Los extremos opuestos de ambas resistencias acceden a la entrada no inversora del amplificador operacional A1.

Supongamos por el momento que las dos resistencias bajo examen son idénticas. Esto significa que la entrada positiva de A1 recibirá una tensión continua constante, puesto que, de acuerdo con el principio mencionado en el párrafo precedente, la suma de las señales de onda cuadrada es igual a la mitad de la tensión total a través de Rx y Ry. Si, por otra parte, las resistencias no coinciden, un tren de pulsos rectangulares llegará a la entrada no-inversora de A1 cuya tensión puede ser menor o mayor que la mitad de la tensión total. La ganancia de A1 está seleccionada a un valor próximo a 20. En el caso de que nos encontremos con una tolerancia del 1 por 100, se generará una señal cuadrada con una amplitud de 25 mVpp. En consecuencia, la salida producirá un tren de pulsos rectangulares con una amplitud de 500 mVpp (20 x 25 mVpp). Su CC constitutiva es filtrada por C5/R3 y, a continuación, aplicada al buffer A2 antes de llegar al OTA CA 3080.

El OTA CA 3080 opera como un circuito sample and hold (muestreo/retención) encargado de eliminar cualquier interferencia introducida por el tren de pulsos rectangulares de entrada. Su cometido lo realiza muestreando la señal de entrada y almacenándola en C8. La señal de control del OTA se extrae de las señales «normal» e invertida del oscilador. El control de corriente para el circuito OTA se obtiene a través de los integradores R28/C13 y R29/C14, del diferenciador C16/R6 y del transistor T1. Las puertas N5...N7 actúan realizando la función de buffers. N8 enlaza las dos señales de entrada de tal forma que sinteticen un pulso de control cuya duración sea de 22 μ s. Como resultado, se hará presente una señal «limpia» en forma de tren de pulsos rectangulares a través del condensador de almacenamiento asociado a los comparadores B1...B3.

Las entradas no-inversoras pueden conectarse a la tensión de referencia para los siguientes niveles de tolerancia: 1 por 100, 0,5 por 100 y 0,25 por 100. La tensión de referencia no es una tensión continua excesivamente precisa, sino que se toma directamente del valor de pico de la tensión del oscilador. El conjunto A3/A4 constituye un rectificador de valor de pico. Este sólo precisa de un pequeño condensador de almacenamiento exigido por la presencia del buffer A4 que sigue al rectificador real «D1». En cualquier caso, el condensador se descarga muy lentamente debido a la elevada resistencia de entrada (4M7). La realimentación a través de los dos amplificadores evita cualquier efecto indeseable en la tensión directa del diodo rectificador. En definitiva, el valor de pico de la señal rectangular alcanzará siempre la salida del rectificador, independientemente de su valor absoluto.

Cualquier variación en las resistencias bajo



examen, o en otras palabras, cualquier variación en la entrada de A3, ejercerá una influencia directa en el nivel de la tensión de referencia. Esto significa que las tensiones del comparador deben estar siempre en la misma proporción respecto a la señal de entrada (test). De una forma gráfica aunque ilustrativa, podemos afirmar que el circuito se auto-calibra. Como resultado, incluso las fluctuaciones de la alimentación no tendrán efecto alguno en la estabilidad de la tolerancia del indicador, de tal forma que el circuito puede operar con una tensión de alimentación no estabilizada de $\pm 15V$.

Ocupémonos ahora del circuito visualizador. La tensión de referencia es dividida por la red R8/R9 y aplicada al comparador B1 directamente y a B2 y B3 a través de las resistencias R10...R13. Los comparadores conmutarán en cuanto la tensión presente en las entradas inversoras se iguale o exceda de los niveles de tensión de referencia en las entradas no-inversoras. Las redes integradoras R15/C8, R17/C9 y R19/C10 conforman las señales de conmutación para los circuitos lógicos que les siguen. Esta operación garantiza que sólo se ilumine en cada instante el LED que corresponda. Las tolerancias inferiores al 0,25 por 100 serán indicadas por el propio LED D14 (0,25 por 100). Los LEDs restantes indican tolerancias del 0,5 por 100, 1 por 100 y >1 por 100, respectivamente. Este último indicador se activará cuando los terminales de medida permanezcan abiertos.

El único ajuste manual que requiere el circuito se concreta en posicionar el cursor de P1 de tal forma que la frecuencia del oscilador sea de 5 kHz. Un osciloscopio o un frecuencímetro son instrumentos idóneos para lograr el correcto ajuste de la frecuencia, aunque no obstante puede también efectuarse el ajuste con la ayuda de un polímetro. Utilice dos resistencias del mismo valor, por ejemplo de 10 K, para Rx y Ry. Coloque P1 en su posición central. A continuación conecte el voltímetro, seleccionando en la gama de 10 V, al punto de unión entre ambas resistencias y verifique que la tensión medida es de 3,4 V. De lo contrario, ajuste P1 hasta conseguir la medida de esta tensión. En última instancia, los lectores que no dispongan de ninguno de los instrumentos enunciados, tendrán que conformarse con dejar el cursor de P1 en su posición central. ■

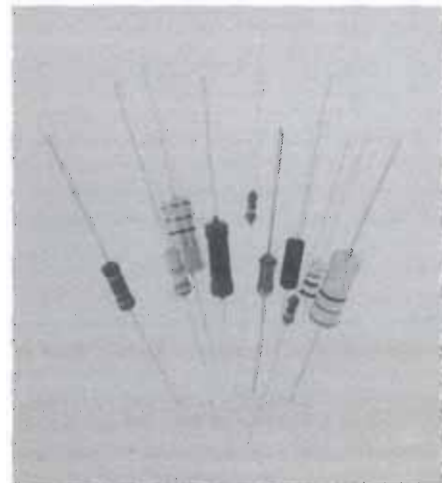


Figura 1. El circuito indicador de tolerancia no posee ningún componente especial ni crítico, sin embargo, es capaz de medir tolerancias con una precisión de hasta el 0,25%.

Dos versiones

El amplificador, cuyo esquema aparece en la figura 1, puede construirse en dos versiones: una funcionando a 28 V y la otra a 12 V.

Ocupémonos en principio de la versión de 28 voltios. En la etapa de control nos encontramos con un BLW 90 (T1) y con un BLW 91 (T2) en la etapa final. El consumo de corriente es de unos 850 mA para una potencia de salida de 10 W. Una de las ventajas que aporta la versión de 28 V, respecto a la de 12 V, es que dispone de una ga-

nancia algo más elevada. El circuito transforma una señal de entrada de 500 mW en una salida de 10 W (una ganancia de 23 dB). No obstante, hay que tener en cuenta que la dispersión de los componentes (sobre todo de los transistores) es muy común en la práctica, de ahí que podamos encontrarlos con un par de dB de más... o de menos.

No vayan a creer que no nos hemos ocupado de los «móviles»: precisamente para ellos hemos desarrollado la versión 12...14 V que podrán alimentar a partir de la propia batería del automóvil. Aunque, por lo general, un transistor alimentado con 12 V tiene una ganancia inferior a la de un transistor alimentado con 28 V, las medidas realizadas en nuestros laboratorios no evidenciaron una diferencia muy sensible. En efecto, la ganancia de la versión de 12 V se elevaba a unos respetables 22 dB. De nuevo aquí, y como ya hemos indicado anteriormente, hay que tener en cuenta la dispersión que existe entre los componentes de un mismo tipo, si bien, aún en el caso más desfavorable, la potencia de salida será de al menos 5 W para una señal de entrada de 50 mW. Basta con aumentar ligeramente la potencia de la señal de entrada para que se alcancen los 10 W en esta versión de 12 V. Con esta tensión de alimentación, el consumo de corriente del amplificador se eleva a unos 2 A.

El esquema bajo lupa

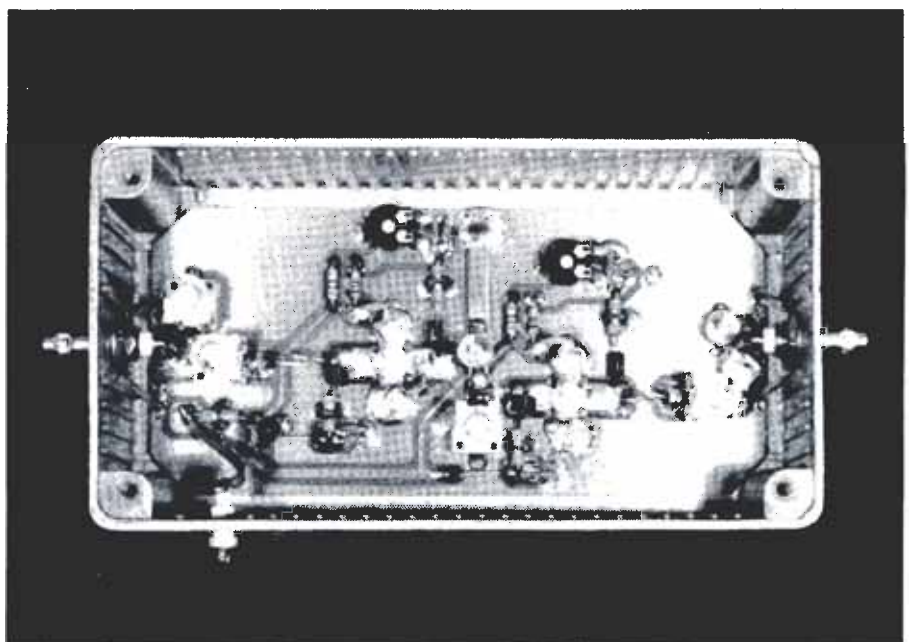
Veamos lo que somos capaces de observar en el esquema de la figura 1. La señal de 70 cm que llega a la entrada se aplica a la base de T1, después de haber atravesado la red de adaptación constituida por C1, C2 y L1. La bobina L4 permite el ajuste de la base de T1. Este choque inductor tiene como misión la de impedir que la tensión UHF enviada a la base alcance la red de ajuste. El ajuste de la corriente de reposo de T1 (o lo que es lo mismo, la corriente que atraviesa T1 en ausencia de corriente de control) debe realizarse de tal forma que la corriente de colector sea del orden de 20 mA en la versión de 28 V y de cerca de 35 mA en la versión de 12 V.

amplificador de 10w para 70 cm

J. Oudelaar, PA0JOU

El amplificador para la banda de 70 cm. constituye un atractivo complemento del conversor de 70 cm. publicado en *Elektor* a lo largo de los meses de febrero y marzo. Su puesta a punto permitirá aumentar la potencia del conversor hasta 10 W; si las condiciones son favorables, este incremento de potencia permitirá enlaces a una distancia de varios cientos de kilómetros, e incluso intercontinentales a través de los satélites para radioaficionados, como por ejemplo el OSCAR 8. Dada su naturaleza de amplificador lineal (de la clase AB, ya que circula una pequeña corriente de reposo), puede utilizarse tanto para amplificación de señales BLU como de FM. El amplificador está estabilizado frente a variaciones de temperatura y está libre de problemas de oscilación.

nancia algo más elevada. El circuito transforma una señal de entrada de 500 mW en una salida de 10 W (una ganancia de 23 dB). No obstante, hay que tener en cuenta que la dispersión de los componentes (sobre todo de los transistores) es muy común en la práctica, de ahí que podamos encontrarlos con un par de dB de más... o de menos.



Fotografía 1. Vista del amplificador de 10 W alojado en una caja metálica que actúa a su vez como radiador térmico.

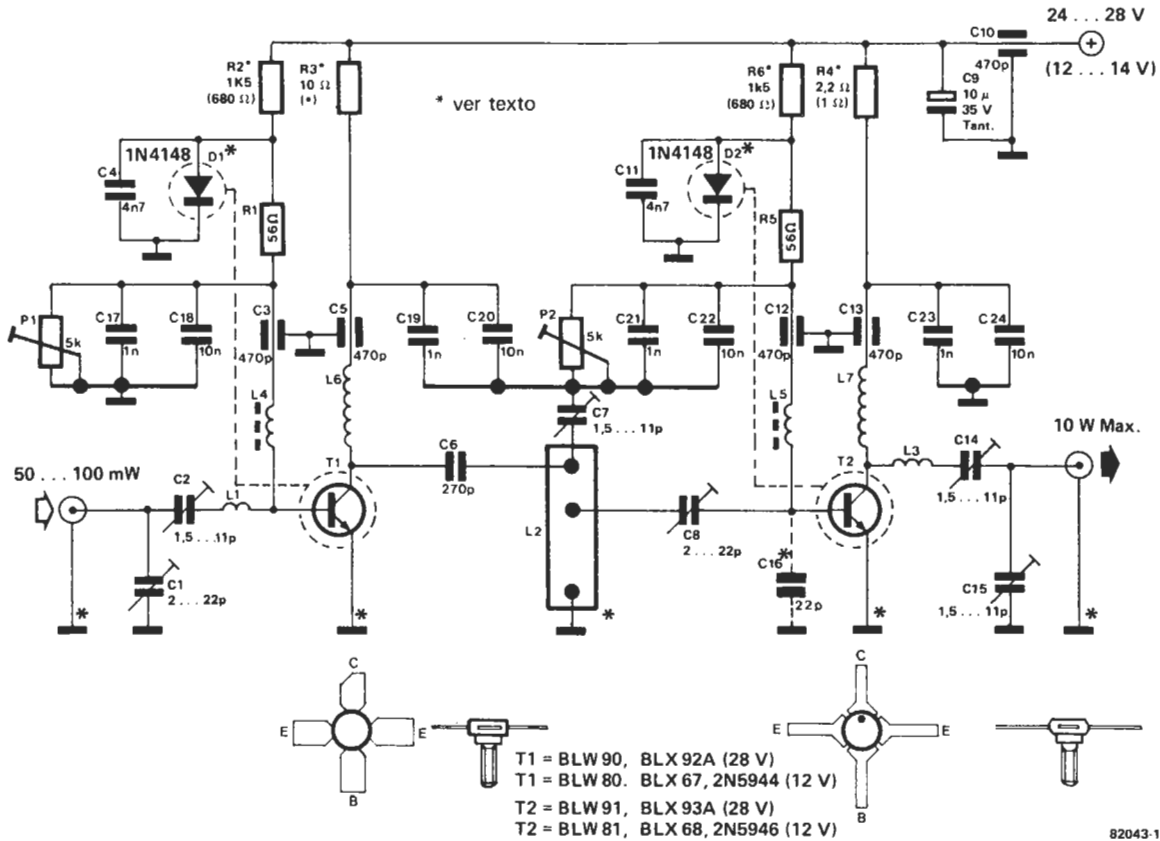


Figura 1. Esquema del amplificador de 10 W para la banda de 70 cm.

Cuando el diodo D1 es conductor, se observa en sus extremos una caída de tensión de unos 0,7 V. Esta tensión se transmite a dos elementos a través de R1. Estos dos puntos son la base de T1 y el potenciómetro P1. Como quiera que la tensión base/emisor es ligeramente inferior a 0,7 V, circulará una pequeña corriente a través de la unión base/emisor de T1. Si se aumenta la resistencia de P1 modificando su posición, este ajustable será atravesado por una corriente inferior, con lo que subsistirá una corriente más importante para la base de T1. La situación inversa es igualmente cierta, lo que significa que podemos modificar la corriente de base de T1 —y por lo tanto su corriente de colector— por medio de P1.

Uno de los problemas que plantea un montaje amplificador de este tipo radica en su estabilidad frente a la temperatura. Muy a menudo se trabaja con una resistencia de emisor desacoplada, si bien, esto trae consigo comúnmente una disminución de la ganancia de la etapa a transistor. En el caso que nos ocupa, obtendremos la estabilización en temperatura acoplando térmicamente el diodo D1 y el transistor T1. Para ello, adosaremos el diodo al transistor. Con un poco de pasta termo-conductora unire-

mos ambos componentes, tal como se observa en la fotografía 2, con objeto de reducir en lo posible la resistencia térmica entre el diodo y el transistor. Si T1 ve aumentar su temperatura de forma sensible, absorberá más corriente. El diodo alcanzará la misma temperatura con lo que habrá una caída de tensión en sus extremos. Este fenómeno se traduce en la disminución de la corriente de ajuste de T1, de tal forma que el incremento de la corriente que atraviesa T1 debido al aumento de temperatura, se verá compensado de una forma simple aunque elegante.

El bloqueo, por parte de L4, de la tensión UHF que circula hacia la red de ajuste no es suficiente. Este es precisamente el motivo por el que se incluye el desacople por medio de C3 (condensador al que se han añadido en paralelo C17 y C18) y C4, condensadores que cortocircuitan a masa esta tensión de alta frecuencia. Todas estas precauciones son necesarias con el fin de evitar la entrada en oscilación de este amplificador de dos etapas. Hemos insistido particularmente en este aspecto a lo largo del diseño. Hemos colocado varios condensadores en paralelo con C3, C5, C12 y C13, con objeto de lograr una impedancia hacia masa lo más



Fotografía 2. Para garantizar el acoplamiento térmico entre el diodo y el transistor hay que unir ambos componentes recubriéndolos con pasta termo-conductora. Otra solución, más satisfactoria aunque delicada, consiste en colocar el diodo sobre el radiador, directamente al lado del transistor.

2

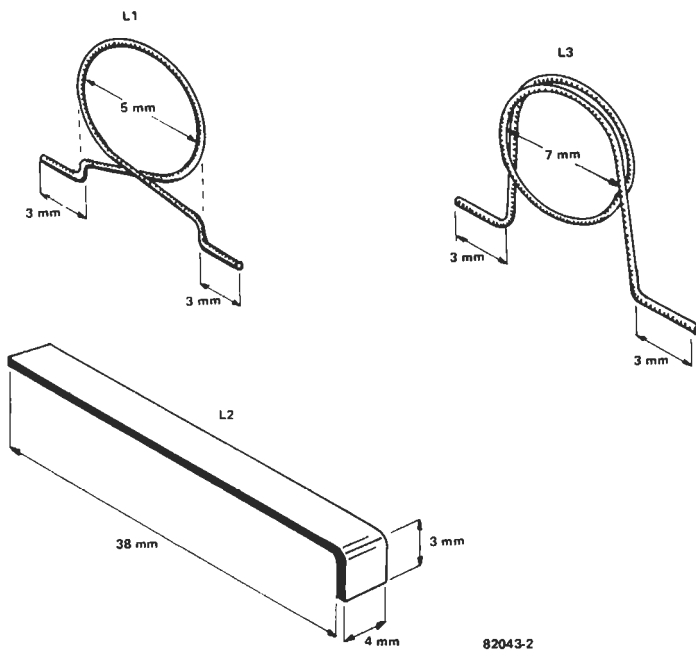


Figura 2. Detalles gráficos para la realización de las bobinas.

3

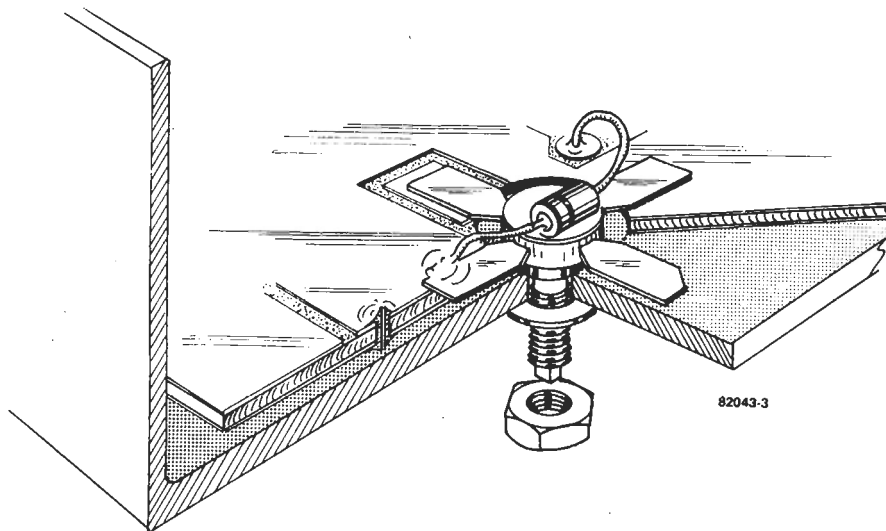


Figura 3. Es muy importante que los transistores están montados correctamente para garantizar su oportuna refrigeración.

débil posible. Pero esto no es todo. La entrada de la tensión de alimentación está también desacoplada por medio de C9 y C10. Claro está que estas precauciones incrementan la factura final, pero en contrapartida permiten obtener un amplificador sin tendencia a oscilaciones, amplificador que será fácil de ajustar y que funcionará sin problema alguno.

La corriente continua llega al circuito de colector de T1 a través de L6. Este choque se ha elegido de un tipo distinto de L4, una vez más con el fin de evitar posibles oscilaciones. El desacoplo se ha reforzado con la

inclusión de C5, R3, C19 y C20. R3 sirve al mismo tiempo como resistencia de medida para la corriente de colector de T1. Así se observa que una corriente de reposo de 20 mA a través de T1, corresponde a una tensión $V = I \times R = 20 \times 10 = 200$ mV en los extremos de R3. Con este simple artilugio, resultará de suma facilidad determinar la corriente que atraviesa a T1 con la ayuda de un simple voltímetro.

La tensión amplificada por T1 llega a un circuito resonante, oscilante a 432 MHz, a través de C6. El circuito resonante está construido con la línea de sintonía integra-

da L2 (realmente, una bobina) y con el condensador variable C7. La tensión destinada al siguiente transistor T2 se toma de un determinado punto de L2 por medio de C8. Este método nos permite matar dos pájaros de un tiro, adaptando de forma óptima T1 y T2 y construyendo un filtro selectivo de 70 cm.

La segunda etapa amplificadora construida entorno a T2 es análoga a la que rodea a T1. P2 permite el ajuste de la corriente de reposo que atraviesa a T2; la corriente de colector puede medirse en bornas de R4. Esta corriente de reposo del colector de T2 debe situarse entorno a los 60 mA para la versión de 28 V, y cerca de los 100 mA para la versión de 12 V. La red de adaptación, constituida por L3, C14 y C15, permite adaptar la impedancia de colector a la de salida (50...75 ohmios).

El montaje

La existencia de un circuito impreso, tal como el representado en la figura 4, simplifica extraordinariamente el montaje del circuito. Todos los componentes se sueldan sobre la cara inferior del circuito impreso. Las bobinas se han colocado de tal forma que no sea necesario dotarlas de un encapsulado de blindaje.

El montaje completo puede introducirse en una caja semejante a la que ilustra la fotografía 1. Esta caja de aluminio no tiene sólo una función estética, sino también práctica. Las paredes metálicas sirven efectivamente como radiador para los transistores T1 y T2. La mencionada fotografía evidencia con claridad la finalidad que buscamos. Por supuesto, puede utilizarse perfectamente cualquier otra caja; en cualquier caso hay que prever la correcta refrigeración de T1 y T2. Si deciden colocar el amplificador en la misma caja que el convertidor, será imprescindible pensar en interponer un blindaje entre ambos circuitos para evitar cualquier tipo de interferencia mutua.

Durante la colocación de los componentes habrá que verificar que todos estén soldados sobre la cara que lleva las pistas. Las conexiones de masa de los componentes deben atravesar el circuito impreso. Se empezará taladrando el circuito impreso en el lugar adecuado y seguidamente se soldará la conexión a ambos lados de la placa. La finalidad de este procedimiento es la de obtener una superficie de masa lo más perfecta posible. No hay que olvidar la conexión de masa de L2 que habrá que realizar de forma semejante. Las conexiones de masa de la entrada y de la salida se conectan también a ambas caras del circuito.

Si es posible, debe utilizar hilo de cobre plateado para construir las bobinas L1 y L3; las dimensiones se dan en la figura 2. La citada figura explica la forma de realizar L2: una pequeña placa de latón o de cobre de unos 0,5 mm. de espesor. Uno de los extremos de L2 está conectado al lado de C7, en el mismo punto al que accede una de las patillas de C6. A continuación, se podrá conectar el otro extremo de L2 a masa. Tal como aparece en la serigrafía, dos de las patillas de C8 se colocan sobre L2. La fotografía 3 muestra claramente los detalles de montaje. Los condensadores de paso C3, C5, C10, C12 y C13 se montan de una forma un tanto «impropiamente»: pegados hori-

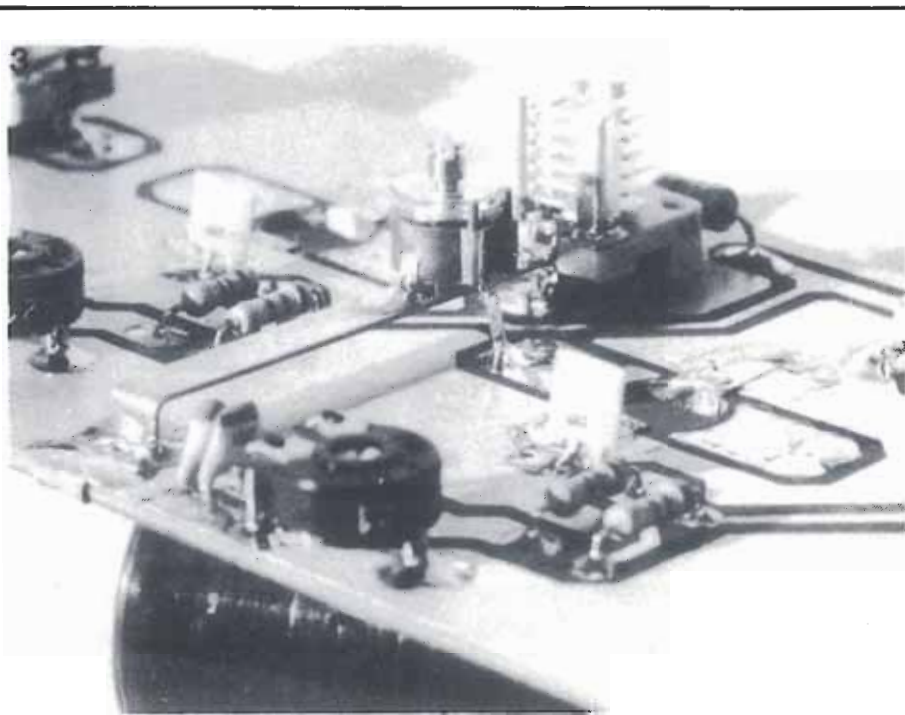
zontalmente al circuito impreso. Las conexiones de estos condensadores tendrán que reducirse al máximo para evitar en lo posible las autoinducciones parásitas. Nos quedan aún por colocar los transistores.

Hay que prestar atención y colocar correctamente los colectores; una vez colocados en su posición adecuada, el resto de los terminales estarán ya orientados hacia su posición. El colector está identificado con una «C», con una pequeña muesca o punto sobre la propia cápsula o incluso por la forma distinta de su patilla. Después de colocar el transistor en su posición correcta hay que soldarlo con la ayuda de un buen soldador (con una potencia de 30 a 50 W). Es importante que la soldadura sea fluida y que se deposite sobre la superficie de las patillas. no cabe duda de que también hay que extremar las precauciones en orden a no calentar los transistores en exceso. Entre la soldadura de cada una de las patillas, hay que dejar transcurrir un intervalo de tiempo prudencial con objeto de que se refrigere el componente. Si los transistores se han soldado correctamente, se observará que sus bridas superan ligeramente la cara inferior del circuito impreso, tal como muestra la figura 3. Es preciso que esta brida esté en contacto con el radiador o bien con la caja de aluminio. A través de ella es precisamente por donde se efectúa la evacuación de las calorías producidas por el transistor; es muy conveniente recubrirla con pasta termo-conductora. Hay que verificar que las soldaduras de los restantes componentes sobre la superficie inferior del circuito impreso (masa) no sean excesivamente voluminosas, para que no impidan la colocación del radiador a la brida. Al concluir el montaje del amplificador, puede ya introducirse dentro de la «caja-radiador». Será necesario poner en práctica algunas maniobras sutiles para que las bridas de los transistores coincidan con los agujeros taladrados en la caja; es esencial evitar cualquier esfuerzo mecánico inútil, tanto sobre el transistor como sobre el circuito impreso.

¡No proceda a la verificación práctica del amplificador hasta que no haya previsto una eficaz refrigeración de los transistores! Llegados a este punto hay que montar los conectores de entrada y salida. Como ya hemos señalado, los terminales de masa de estos conectores se conectarán a las dos caras del circuito impreso. Como los hilos de unión deben fijarse a uno y otro lado, sólo podrá colocarlos una vez que el circuito impreso esté introducido en la caja, pero antes de cerrar la misma. Queda aún por practicar un orificio en la caja para canalizar la entrada de la alimentación. Una de las posibles soluciones consiste en utilizar un condensador de paso con filetaje (ya que como saben no resulta escesivamente fácil soldar el aluminio). Para simplificar las cosas, se puede conectar la masa de la alimentación a la masa de los conectores de entrada y de salida.

Puesta a punto

Como ya hemos señalado anteriormente los transistores de emisión de UHF alcanzan un precio bastante elevado. En consecuencia, habra que prestar toda nuestra atención durante el ajuste y puesta a punto del



Fotografía 3. Vista parcial de los detalles relativos al montaje de los componentes C7, C8 y L2. En la fotografía se observan claramente algunas de las conexiones a masa; en los prototipos, algunas de estas conexiones a masa se han realizado bajo los transistores.

circuito. Para evitar cualquier riesgo, empezaremos por conectar la alimentación a través de una resistencia que tendrá por misión la de limitar la corriente máxima. Si para este cometido utilizamos una lámpara de bicicleta o de automóvil (500...1000 mA / 6... 12 V), «veremos» de inmediato si ocurre alguna circunstancia anormal. Lo idóneo sería disponer de una alimentación con limitación de corriente ajustable. Por lo demás, también es necesario permitir a T2 que genere su potencia y que la disipe, esta es la razón por la que en nuestro caso colocaremos en la salida una antena o una carga ficticia.

Pongamos manos a la obra:

— Empiece girando P1 y P2 totalmente a la izquierda (en sentido contrario a las agujas del reloj).

— Conecte la tensión de alimentación (28 V ó 12...14 V) a través de una lámpara.

— Ajuste las corrientes de reposo que atraviesan a los transistores:

• Por medio de P1 ajuste la corriente que atraviesa a T1 a 20 mA (200 mV sobre 10 ohmios) en la versión de 28 V o a 35 mA (350 mV sobre 10 ohmios) en la versión de 12 V.

• Por medio de P2 ajuste la corriente que atraviesa a T2 a 60 mA (132 mV sobre 2,2 ohmios) en la versión de 28 V o a 100 mA (100 mV sobre 1 ohmio) en la versión de 12 V.

— Retire la resistencia limitadora (o la lámpara) o incremente el límite de corriente de la fuente de alimentación.

— Conecte ahora el coversor, después de haber ajustado su potencia de salida a unos 50 mW.

— A continuación, ajuste C1 y C2 para que T1 sea atravesado por la corriente máxima (medible en forma de tensión en los extremos de R3). Esta corriente no debe superar los 200 mA en la versión de 28 V o un máximo de 400 mA en la versión de 12 V.

Normalmente, esta corriente permanece bastante por debajo de los valores indicados.

— Ajuste ahora C7 y C8 con objeto de que T2 sea atravesado por el máximo de corriente (medible en los extremos de R4). En este caso, la corriente podrá llegar como máximo hasta 1 A en la versión de 28 V y hasta 2 A en la versión de 12 V. No hay que insistir excesivamente en estos ensayos ya que T2 no puede disipar correctamente su potencia al no estar aún ajustado el circuito de salida.

— A continuación, ajustaremos el circuito de salida a la potencia máxima con la ayuda de los condensadores C14 y C15. Entre el amplificador y la carga ficticia (o antena) puede intercalar un medidor de ondas estacionarias que le permitirá evaluar la potencia de salida.

— Por último, se retocarán todos los condensadores ajustables, del primero al último, (empezando por C1 y terminando por C15), una última vez, con el fin de obtener la potencia máxima. Durante esta serie de operaciones hay que supervisar la corriente de colector de T2 de tal forma que no se exceda el valor máximo definido anteriormente.

Comentarios adicionales

Para efectuar la conmutación de la antena es necesario un buen relé coaxial. Si no dispone de semejante componente, es recomendable realizar la conmutación manualmente. Un relé ordinario no es utilizable para este cometido, puesto que las pérdidas que ocasiona superan rápidamente los 3 dB.

Durante la recepción, es conveniente cortar la tensión de la zona del amplificador de emisión. Para ello, la versión de 28 V exige

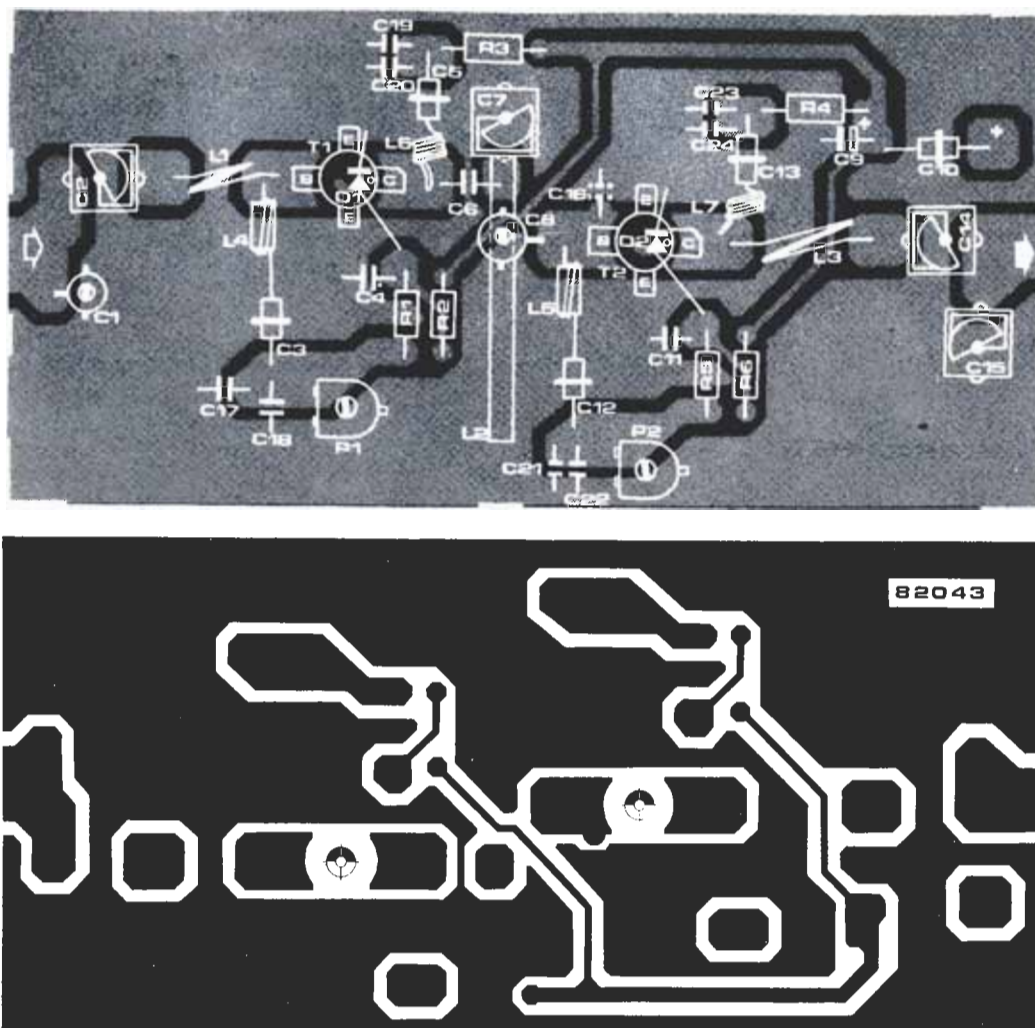


Figura 4. Diseño del trazado de las zonas de cobre y de la serigrafía de la placa de circuito impreso. Las líneas de trazo perdido que aparecen en la serigrafía indican las zonas en las que se puede unir la cara superior con la inferior. Dado lo crítico del montaje de este tipo de circuitos, hay que prestar la máxima atención en la colocación de los componentes.

Lista de componentes:

Resistencias:

	versión 28-V	versión 12-V
R1,R5 =	56 Ω	56 Ω
R2,R6 =	1k5	680 Ω
R3 =	10 Ω	10 Ω
R4 =	2 Ω 2	1 Ω

C4,C11 = 4n7 cerámico
 C6 = 270 p cerámico
 C9 = 10 μ /35 V tántalo
 C16 = 22 p cerámico (sólo si se utilizan transistores Motorola)
 C17,C19,C21,C23 = 1 n cerámico
 C18,C20,C22,C24 = 10 n cerámico

L3 = 1,5 espiras de 7 mm. de diámetro, de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de \emptyset sobre perla de ferrita.
 L4, L5 = 2,5 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de \emptyset , sobre perla de ferrita.
 L6, L7 = 6 espiras de 4 mm. de \emptyset , de hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm. de \emptyset .

Condensadores:

C1,C8 = 2... 22-p- ajustable plástico de aire
 C2,C7,C14,C15 = 1,5... 11-p- ajustable metálico
 C3,C5,C10,C12,C13 = 470-p- condensadores de paso

Bobinas:

L1 = 1 espira de 5 mm. de diámetro, de hilo de CuAg de 1 mm. de \emptyset
 L2 = línea sintonizada (ver figura 2), lengüeta de cobre o de latón de 0,5 mm. de grosor

Semiconductores:

	Version 28-V	versión 12-V
T1 =	BLW 90 o BLX 92 A	BLW 80 BLX 67 2N5944
T2 =	BLW 91 o BLX 93 A	BLW 81 BLX 68 2N5946

que el relé de emisión/recepción disponga de un contacto suplementario.

Si les resulta imposible canalizar a través de T2 la necesaria corriente de reposo, se incorporará un diodo adicional en serie con D2. Por supuesto, en este caso habrá que asegurarse de que los dos diodos estén acoplados térmicamente a T2.

Por último, nos queda por añadir una advertencia. Los transistores utilizados en este montaje contiene óxido de berilio que es

una sustancia tóxica. Mientras que el transistor esté intacto no existe el menor riesgo en su manipulación. Si por uno u otro motivo, la cápsula del transistor perdiera su primigenia integridad, deben evitar entrar en contacto con el óxido de berilio ya que ¡incluso su vapor es tóxico! Debe llevar el transistor a algún comercio de productos químicos o de fotografía en donde sabrán cómo desprenderse del residuo tóxico sin que de lugar a mayores perjuicios. ■



... la velocidad del obturador medida al milisegundo

En los últimos años, la electrónica ha introducido sus ineludibles tentáculos en el campo de la fotografía. Podemos afirmar, sin riesgo a equivocarnos, que las cámaras fotográficas modernas están «repletas» de electrónica hasta el mismísimo objetivo: esa bella pieza mecánica, frágil y cuyo funcionamiento es más y más caprichoso a medida que envejece. La medida automática de la iluminación, el control del diafragma, el tiempo de apertura del obturador... todo está en las manos de la electrónica. Algunas cámaras disponen incluso de transporte automático de película y/o de distancímetro electrónico. Estos dispositivos incorporan un pequeño motor que se encarga de realizar las maniobras oportunas. Introducir un sistema electrónico en una cá-

medidor del intervalo de exposición que nos permita determinar, con elevada precisión, el tiempo de apertura del obturador. Este dispositivo nos permitirá conocer si el obturador funciona correctamente; si éste no es el caso, se podrá enviar la cámara al importador o al distribuidor, quien la confiará a manos expertas que la devolverán a su buen estado.

El esquema

Para medir el tiempo de apertura del obturador nos basaremos en una de las propiedades de la cámara fotográfica. En efecto, durante el tiempo de apertura, la luz pasa a través del objetivo para impresionar a

medidor del intervalo de exposición

Por muy diversas razones, parece que la electrónica y la fotografía son dos aficiones que muy a menudo confluyen. No es sorprendente que muchos aficionados a la electrónica se dediquen con cierta frecuencia al montaje de circuitos destinados a su otra «pasión»: la fotografía. Elektor ha publicado una amplia variedad de montajes para aplicaciones fotográficas como, por ejemplo, fotómetros, exposímetros, temporizadores... De nuevo vamos a ocuparnos del tema, aunque esta vez introduciéndonos en el terreno de las técnicas de medición fotográfica. ¿Nómbrenos uno de los componentes de la cámara fotográfica, el que le parezca más delicado y crítico? ¿Ha dicho usted «obturador»? Pues bien, para controlar precisamente su actuación hemos diseñado este medidor del tiempo de exposición.

mara fotográfica o realizar en ella determinados ajustes, no son tareas al alcance de cualquier aficionado. Es mínimo el espacio disponible en el interior de la cámara ya que en su fabricación se ha tratado de dotarla de una estructura lo más compacta posible. Por otra parte, todos sabemos que no es «sano» manipular una cámara fotográfica: basta con aflojar algunos tornillos para que estos se empeñen en ocultarse a nuestra vista —¡tal vez definitivamente!— y para ver saltar raras piezas en cualquier dirección. Declarada esta situación de emergencia, no nos queda otra opción que recoger las piezas con suma cautela, empaquetarlas y mandarlas al fabricante, en la confianza de que sabrá devolver la vida a la cámara.

En lugar de violar las interioridades de la cámara, nos parece mucho más interesante, desde cualquier punto de vista, que el aficionado aplique su pericia al montaje de dispositivos asociables aunque independientes de la cámara fotográfica. Antes de elaborar el presente artículo, nuestra redacción trató de encontrar un instrumento de medida para equipos de fotografía. Por regla general, es muy difícil verificar el correcto funcionamiento de una cámara. En efecto, es posible verificar si el obturador funciona, si el diafragma se abre y se cierra, pero estas comprobaciones no nos llevan muy lejos.

En la práctica, el diafragma no suele plantear problemas; no obstante, al cabo de los años, puede observarse que los intervalos de apertura no corresponden con los que deberían ser. La tensión del resorte del obturador ha disminuido y da lugar a exposiciones más prolongadas e incluso a la sobre-exposición de las fotografías. Además de la «edad» pueden existir otros motivos que perturben el correcto funcionamiento del mecanismo del obturador: el polvo, un golpe o una caída de la cámara por no citar más que algunos.

Después de reparar en esta circunstancia, fue cuando se nos ocurrió diseñar un medi-

la película sensible que normalmente se encuentra en este lugar. Si sustituimos la película por un fotodiodo o por un fototransistor podremos medir, con la ayuda del montaje adecuado, el intervalo de iluminación de este componente.

Existe un circuito integrado perfectamente adaptado a nuestras exigencias. Este integrado puede utilizarse para muy numerosas aplicaciones (frecuencímetros, cuenta-revoluciones, etc.). Nuestros lectores asiduos habrán reconocido ya al MK 50398N. Este circuito integrado contiene un contador BCD de 6 bits (que puede ser incrementado o decrementado), un registro temporal (latch), un decodificador BCD/7 segmentos, así como la lógica de control de visualización.

El MK 50398N es el corazón del circuito de la figura 1. En la zona superior nos encontramos con la unidad de visualización que consta de 6 displays (LD1...LD6) de cátodo común (CC). Los cátodos de los displays están conectados a IC1 a través de un ULN 2003, mientras que los diversos segmentos lo están a través de las resistencias R5...R11.

Necesitamos también una base de tiempos que suministre al contador, incluido en IC1, los impulsos de conteo separados a intervalos regulares. Este es precisamente el cometido del oscilador a cristal de cuarzo (N7, R4, C1, C2 y naturalmente el cuarzo). El oscilador en cuestión entega una frecuencia particularmente estable de 1 MHz. Después de la canalización de la señal a través del disparador Schmitt Trigger N8 y del divisor por 10 IC2, obtendremos una frecuencia que se envía a la entrada de reloj de IC1. Este último circuito integrado posee también una entrada denominada «count inhibit» (inhibición del conteo) localizada en la patilla 26. El contador permanecerá bloqueado mientras se aplique un «1» lógico a esta patilla. Por el contrario, si llevamos esta entrada a nivel lógico bajo «0», el contador será incrementado en una unidad cada 10 microsegundos (ya que a la entrada

1

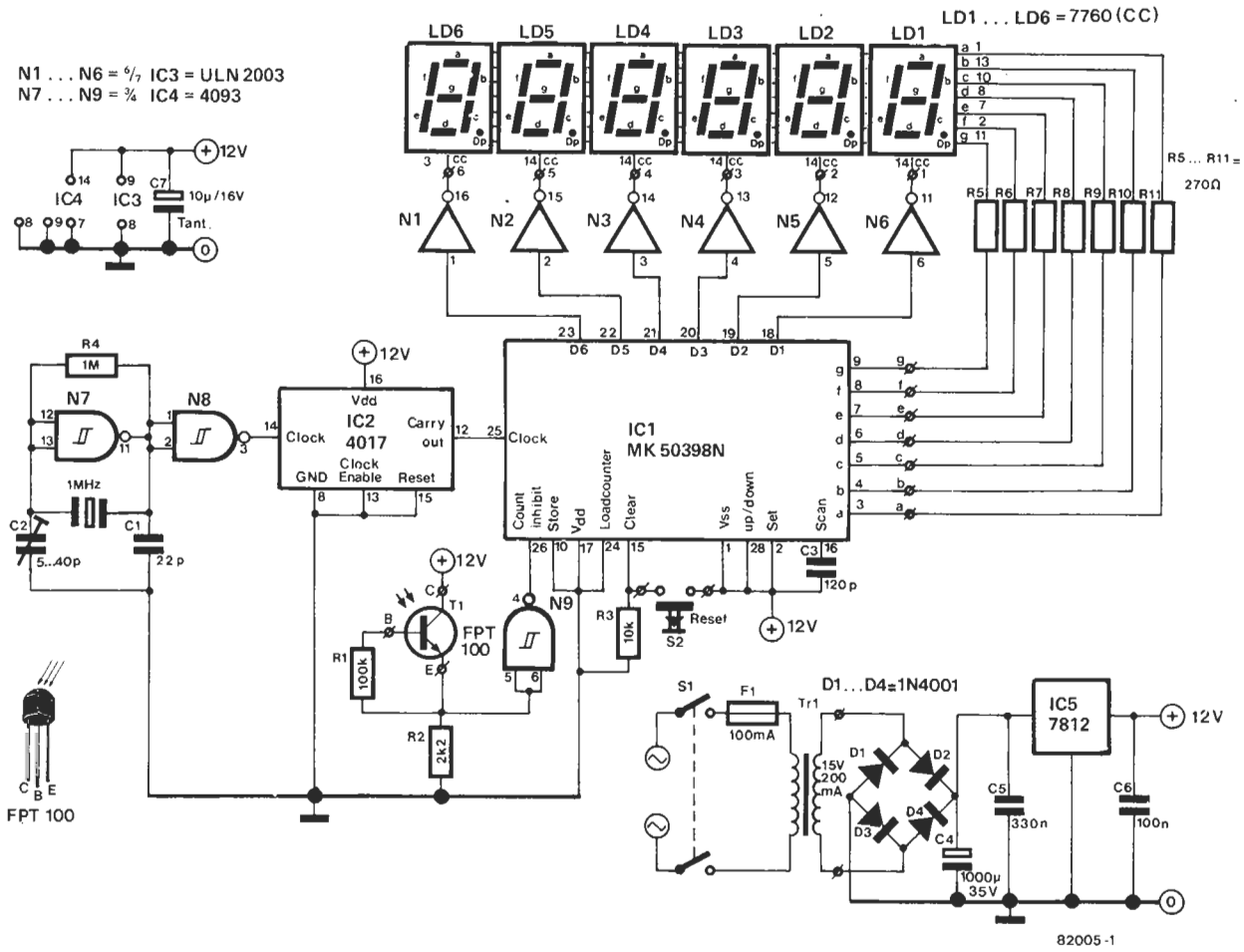


Figura 1. Esquema del circuito medidor del intervalo de exposición (tiempo de apertura del obturador). Casi la totalidad de las funciones necesarias están sintetizadas en un solo circuito integrado: el MK 50398N. Para lograr una base de tiempos estable se utiliza un oscilador a cristal de cuarzo.

del contador accede una señal cuya frecuencia es de 100 kHz).

En nuestro caso, la entrada de inhibición del contador la utilizaremos para bloquear su actividad durante el tiempo de iluminación del fototransistor y únicamente durante este período. El fototransistor está conectado, por una parte al positivo de la tensión de alimentación y por otra parte a la entrada del disparador Schmitt N9; este último efectúa una inversión adicional. Al recibir la luz, T1 entra en estado conductor. En estas condiciones, la entrada de N9 pasa a lógico alto y la salida a estado lógico bajo, lo que libera al contador de IC1. La actuación de T1 se ajusta por medio de las resistencias R1 y R2, de tal forma que sólo reaccione ante la incidencia de una importante cantidad de fotones (que como todos sabemos, constituyen la esencia de la radiación luminosa).

El contenido del contador y en definitiva la visualización, indican directamente el tiempo de apertura del obturador en decenas de microsegundos; por supuesto, siempre y cuando hayamos situado el foto-transistor detrás del obturador y colocado una lámpara incandescente ante el objetivo (no debe utilizarse un flash!). Si en el visualizador aparece el número 100, sabremos que el tiempo de apertura del obturador es de 1 milisegundo. En términos fotográficos esto corresponde a un intervalo de exposición o tiempo de apertura del obturador de 1/1000 segundos.

Antes de cada nueva medida hay que comprobar que el contador es puesto a cero. El pulsador S2 se ocupa precisamente de esta tarea. Al accionarlo, se une la entrada de borrado del contador de IC1 (clear) con la línea de alimentación.

Montaje

La figura 2 muestra el aspecto del circuito impreso sobre el que se insertan los diversos componentes. El circuito impreso consta de dos zonas: la primera sirve como soporte de los displays precedidos por su habitual resistencia serie, mientras que la segunda recibe los restantes componentes del montaje.

Se empezará cortando la placa de circuito impreso en dos porciones (delimitadas en la misma) y colocando en ambas los respectivos componentes electrónicos. para evitar un prematuro «deceso» de los circuitos integrados, es conveniente montarlos sobre zócalos al efecto. No obstante, no hay ningún inconveniente que impida soldar IC5 directamente al circuito impreso. Si la tensión del secundario del transformador no supera los 15V, no es necesario dotar a IC5 de radiador. Seguidamente se unen ambas placas de circuito impreso (puntos de conexión 1...7 y a...g) por medio de cinta de cable plano o con un mazo de cables, observando que ambas placas queden en escuadra. Con objeto de mejorar la legibilidad

de la indicación, es oportuno colocar un trozo de plexiglas o metacrilato rojo delante de los displays.

A continuación, puede procederse a la conexión del pulsador de borrado (reset), del fototransistor y del transformador al circuito impreso. Para eliminar el riesgo de perturbaciones parásitas, es conveniente que la longitud de los cables de unión del fototransistor no exceda de 20 cm. El condensador ajustable C2 permite el ajuste de la frecuencia del oscilador.

Para realizar este ajuste hay que disponer de un frecuencímetro preciso, frecuencímetro que se conectará a la salida de N8. El calibrado de la frecuencia a 1 MHz debe ser muy exacto. Si no está a su alcance el empleo de un instrumento semejante, se posicionará C2 a tres cuartas partes de su valor máximo. La frecuencia será relativamente precisa, incluso poniendo en práctica este procedimiento de ajuste aproximado.

La figura 3 sugiere el aspecto externo de una caja en la que puede introducirse el montaje. En la misma hay espacio suficiente para los dos circuitos impresos, para el transformador, el fusible y el interruptor de red. El visualizador aparece en la zona superior de la caja y, un poco por encima, el pulsador de puesta a cero (reset). El espacio restante está previsto para depositar el objetivo de la cámara fotográfica a verificar. En esta zona se encolará un trozo de esponja plástica con un grosor de 1 cm aproxima-

2

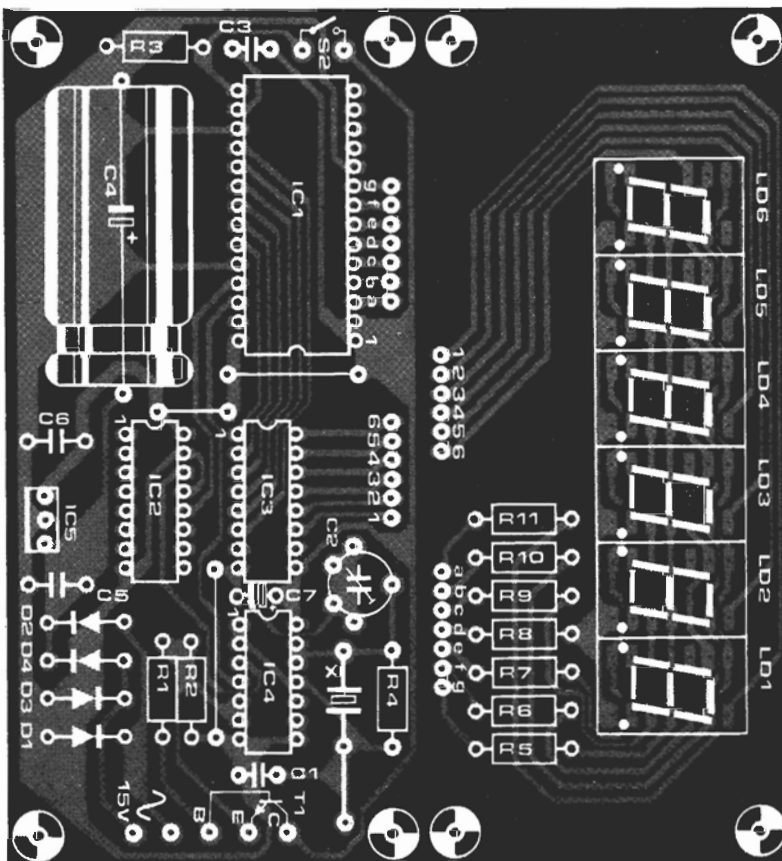
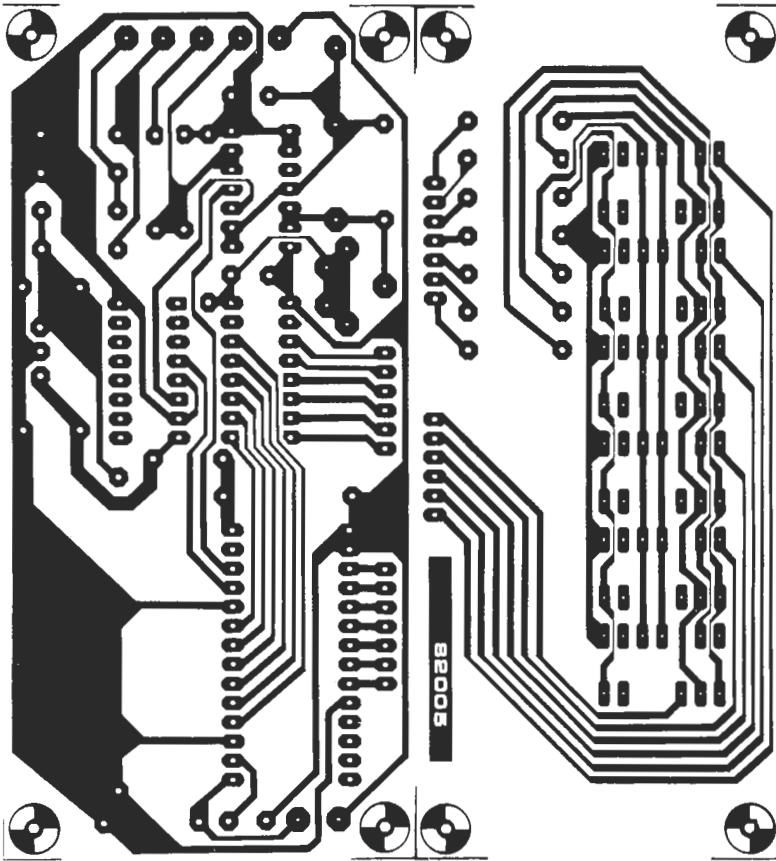


Figura 2. Representación de los dos circuitos impresos para el montaje del medidor. Antes de proceder a la colocación de componentes es preciso separar ambas placas.

Tabla 1

velocidad	visualizador
1/1000	100
1/500	200
1/250	400
1/125	800
1/100	1000
1/60	1666
1/50	2000
1/30	3333
1/25	4000
1/15	6666
1/10	10.000
1/8	12.500
1/4	25.000
1/2	50.000
1	100.000

Equivalencia entre los valores visualizados y las velocidades inscritas en las cámaras fotográficas.

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1 = 100 k
- R2 = 2k2
- R3 = 10 k
- R4 = 1 M
- R5 ... R11 = 270 Ω

Condensadores:

- C1 = 22 p
- C2 = 4 ... 44 p trimer
- C3 = 120 p
- C4 = 1000 μ/35 V
- C5 = 330 n
- C6 = 100 n
- C7 = 10 μ/16 V tántalo

Semiconductores:

- D1 ... D4 = 1N4001
- LD1 ... LD6 = 7760 (cátodo común)
- T1 = foto-transistor FPT 100 o similar
- IC1 = MK 50398
- IC2 = 4017
- IC3 = ULN 2003
- IC4 = 4093
- IC5 = 7812

Varios:

- Tr1 = transformador 15 V, 200 mA
- X = cristal de cuarzo 1 MHz
- F1 = fusible retardado 100 mA
- S1 = interruptor de red
- S2 = pulsador

3

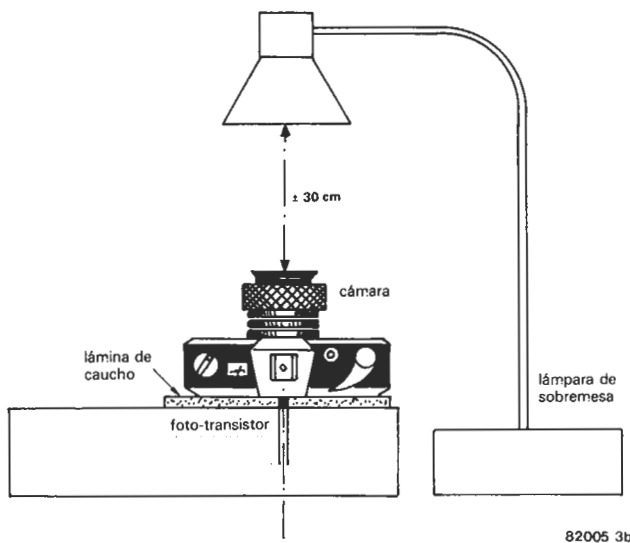
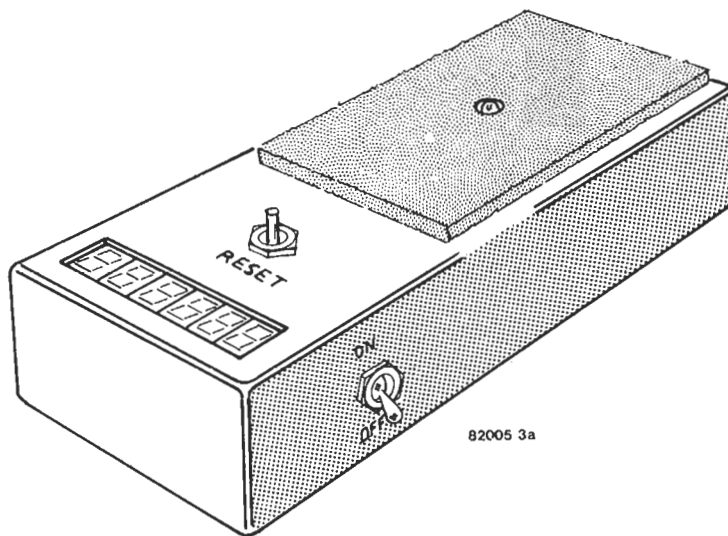


Figura 3. El gráfico sugiere una posible opción para el acabado del montaje. En el mismo se observa claramente la lámina de espuma plástica destinada a recibir la cámara fotográfica y evitar la presencia de luz parásita que desvirtuaría la medida. El dibujo «b» muestra la disposición de los diversos elementos del rompecabezas: medidor, lámpara incandescente y cámara fotográfica.

damente y cuyas dimensiones coincidan con el dorso de la cámara. En el punto central se practicará un agujero en el que se colocará el fototransistor. Habrá que asegurarse de que el fototransistor esté perfectamente orientado hacia el objetivo y se encuentre al nivel adecuado (a la altura de la superficie de la esponja protectora). Con esta serie de precauciones lograremos que la cámara no sufra ningún desperfecto y que su zona posterior quede al abrigo de cualquier tipo de luz parásita.

Empleo del medidor

En principio necesitamos la colaboración de una lámpara de sobremesa con una bombilla incandescente de 60 a 75 W. Una vez depositado el medidor sobre la mesa, procederemos a abrir la cámara (si es posible retirar la tapadera la medición nos resultará bastante más cómoda). La cámara se deposita ahora sobre la superficie protectora, de tal forma que el fototransistor esté


orientado justamente al centro del objetivo. Atención a las cámaras reflex: hay que asegurarse de que el espejo del obturador no esté en contacto con la esponja protectora ni con el fototransistor, ya que puede distorsionar el resultado de la medida.

La lámpara se coloca a unos 30 cm del objetivo y se enchufa a la toma de red; la figura 3 muestra la disposición correcta. Con el mando correspondiente se selecciona en la cámara la velocidad que deseamos verificar, se coloca la distancia en infinito y se abre totalmente el diafragma. El visualizador de nuestro instrumento de medida debe estar a cero. A continuación, se acciona el botón de disparo de la cámara y observaremos que el visualizador indicará el tiempo de apertura del obturador, o lo que es lo mismo, el intervalo de exposición. Si la lectura permaneciera a cero, será necesario modificar la posición de la lámpara para que la luz incida correctamente en el fototransistor.

Como ya hemos indicado, la indicación del tiempo de exposición aparece en decenas de milisegundos, de ahí que sea preciso transformar este valor para que corresponda con los números inscritos en la cámara fotográfica. La tabla 1 facilita esta operación evitándole la necesidad de realizar cálculos mentales. La tabla en cuestión relaciona diversos valores de visualización con las velocidades que aparecen en las cámaras fotográficas. Si desea efectuar la conversión por su propia cuenta en la forma $1/X$, debe tener en cuenta que X es igual a $10^5/\text{indicación del visualizador}$ ($x = 100.000/\text{visualización}$). El margen de funcionamiento de nuestro medidor va desde $1/1.000$ s hasta 10 s.

Si la cámara fotográfica está equipada con un obturador mecánico, resultará prácticamente imposible obtener cada vez la misma indicación exacta; se observarán ligeras variaciones en sucesivas lecturas debido a la imprecisión propia del control mecánico del obturador. Si quiere obtener un valor fiable, puede realizar una serie de 10 mediciones y calcular el valor medio. En este caso, el medidor sólo debe ponerse a cero al iniciar la primera operación. Una vez efectuadas las 10 medidas sucesivas, hay que dividir el total visualizado por 10 y comparar el resultado con la tabla 1 (o calcularlo por su cuenta) de donde obtendrá el valor medio de las velocidades.

Queda por añadir un último comentario acerca de los valores medidos. No hay que pensar que todos los intervalos de exposición puedan ser precisados con una exactitud del 1 por 100 o algo parecido. Esta precisión es imposible en la práctica y por lo demás no es tampoco necesaria. Una pequeña desviación no debe ser motivo suficiente como para quitarle el sueño. Las revistas profesionales dan por muy buena una cámara cuyas indicaciones difieren de la lectura del visualizador en torno al 10 por 100 (por encima o por debajo). Variaciones próximas al 20 por 100 se consideran como buenas. Incluso hay que tener en cuenta que un error del ± 30 por 100 es normalmente casi imposible de apreciar en el resultado final (la propia fotografía).

El medidor de intervalo de exposición o de apertura del obturador es un dispositivo de notable precisión. Si se utiliza adoptando las necesarias precauciones, se constituirá en un instrumento de medida particularmente útil y eficaz. 

Nuestro objetivo no es ni mucho menos abordar aquí un proceso electrónico nuevo y virgen, sino todo lo contrario. Conscientes del enorme impacto de las técnicas digitales en todo el mundo electrónico, hemos creído interesante revisar algunos fundamentos y extenderlos a aplicaciones generales, cuya concreción dependerá de la iniciativa personal de nuestros lectores. Entre los frecuencímetros, termómetros, voltímetros, otros dispositivos digitales de medida y los sistemas basados en microprocesador, por una parte, y la realidad analógica por otra parte, es necesaria al menos una conversión A/D (analógico/digital). La puesta a punto de estas técnicas en el dominio del «audio» ha supuesto de alguna forma el redescubrimiento de la conver-

en la entrada, a lo largo de los eslabones y al final de la cadena están en forma digital. Está permitido cualquier tipo de manipulación... por ejemplo, la presencia de un sistema basado en microprocesador que provoque el retardo de la señal. La naturaleza del canal de transmisión y de tratamiento está íntimamente ligada al tipo de manipulación que se desee.

Cabe precisar que la transmisión puede efectuarse de dos formas radicalmente distintas: en modo serie o en modo paralelo. La elección de uno u otro modo de transmisión depende del tipo de aplicación. Volvamos a ocuparnos de lo esencial, a saber: la conversión en ambos sentidos. A lo largo del presente artículo dedicaremos nuestra atención a dos circuitos integrados convertidores.

T. Schaerer

circuitos integrados para la adaptación de dos mundos paralelos: el analógico y el digital

CONVERSIÓN A/D y D/A

La creciente actualidad de las técnicas digitales es un hecho incuestionable. No obstante, si se tiene en cuenta que nosotros los humanos somos unos analógicos empedernidos, resulta evidente la necesidad de establecer, de una u otra forma, la unión entre ambos mundos. El interés de las técnicas digitales reside esencialmente en la facilidad y rapidez de la manipulación, almacenamiento y tratamiento de la información digital. Para que estas ventajas estén al alcance del aficionado, es preciso que éste disponga de técnicas prácticas de conversión digital/analógica y analógica/digital. Gracias a determinados semiconductores especializados que nos proponemos estudiar en este artículo, las perspectivas abiertas en este campo son particularmente interesantes.

Transmisión de la información digital

El fundamento de la transmisión de informaciones es, en esencia, siempre el mismo: existe una fuente, que normalmente es el propio emisor, un canal de transmisión y un receptor. Esta estructura es exacta considerando que las informaciones presentes

Conversión A/D

Los fundamentos de la conversión A/D (Analógica/Digital) pueden repartirse en dos categorías. Por una parte, se trata de obtener una señal analógica proporcional a la señal a convertir (que por supuesto, también es analógica); en una segunda etapa se procede a su conversión a formato digital.

1

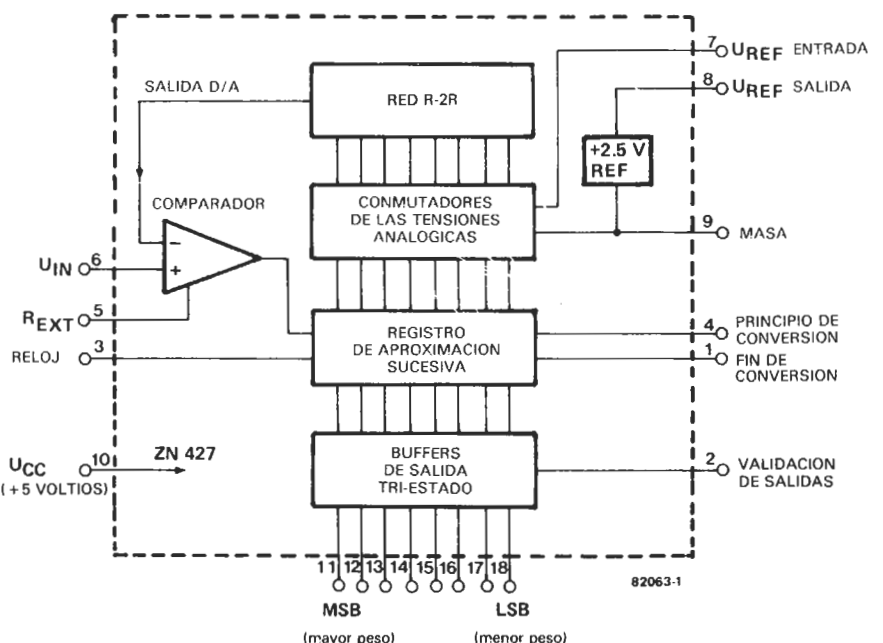


Figura 1. Estructura interna de un convertor analógico/digital del tipo ZN 427. El circuito opera según el método de aproximaciones sucesivas.

El valor intermedio, que será un «tiempo, una duración o una frecuencia», es digitalizado por medio de un procedimiento muy simple. Así pues, podemos hablar de «conversión A/D con valor analógico proporcional intermedio». Forman parte de esta categoría las conversiones de pendiente o rampa simple («single slope»), de doble rampa («dual slope») y de tensión-frecuencia. Los factores puestos en juego son de naturaleza simple y permiten, en consecuencia, una precisión relativamente elevada. La duración o intervalo de conversión es de 1 a 100 ms, en efecto bastante amplio. Los conversores son circuitos de alta escala de integración. están dotados de salidas codificadas —disponibles en BCD, BCD multiplexado, 7 segmentos, 7 segmentos multiplexados...— y se utilizan comúnmente en las aplicaciones cuya función es la de visualizar valores digitales.

Por otra parte, nos encontramos con un segundo procedimiento que consiste en comparar la amplitud de la señal con un valor de referencia. Esta categoría de conversores (o convertidores... ¡cada nomenclatura tiene sus adeptos!) puede calificarse de «conversión A/D comparativa», de la que forman parte los conversores contadores, iterativos y de conversión directa. La ventaja de este procedimiento se evidencia al examinar su fundamento: se trata de subdividir la referencia anteriormente mencionada en «pasos» sucesivos, en el transcurso de los que se realiza la comparación entre la señal a convertir y el valor de referencia instantáneo. El intervalo de conversión es, en el mejor de los casos, de 85 ns.

El circuito integrado ZN 427 (fabricado por Ferranti) está especializado en este tipo de conversiones por aproximaciones sucesivas. La figura 1 muestra su estructura interna. Con el procedimiento iterativo, la referencia se subdivide en «pasos» cuya progresión varía en potencias binarias (potencias de base 2). Para ello se parte de una tensión de referencia (V_{ref}) y de una red de resistencias R-2R. Las tensiones de comparación se aplican a un comparador cuya salida entrega un nivel lógico que constituye el resultado de la comparación. Este se canaliza hacia la salida a través de un buffer tri-estado. El bloque de la figura 1, denominado «registro de aproximación sucesiva», incorpora un contador en anillo que hace progresar el conteo de los «pasos» y garantiza el control de activación de la tensión de comparación y de los buffers de salida. La frecuencia de reloj, indispensable, la proporciona un circuito exterior, al igual que las señales de control «arranque/fin de conversión».

La conversión se desarrolla como sigue: la señal de control «arranque de conversión» pone a cero al registro de aproximación sucesiva. De inmediato, la tensión de comparación es aplicada al comparador: ésta será igual a la mitad del valor máximo admisible. Si esta tensión es inferior a la tensión a convertir (V_{in}), la salida del comparador pasa a nivel lógico alto. Si, por el contrario, V_{ref} es superior, la salida del comparador se posicionará a nivel lógico bajo. En definitiva, este proceso determina perfectamente en cual de las dos mitades del margen de conversión se sitúa la tensión a convertir.

La próxima etapa empieza aplicando una nueva tensión de comparación, igual a «la

2

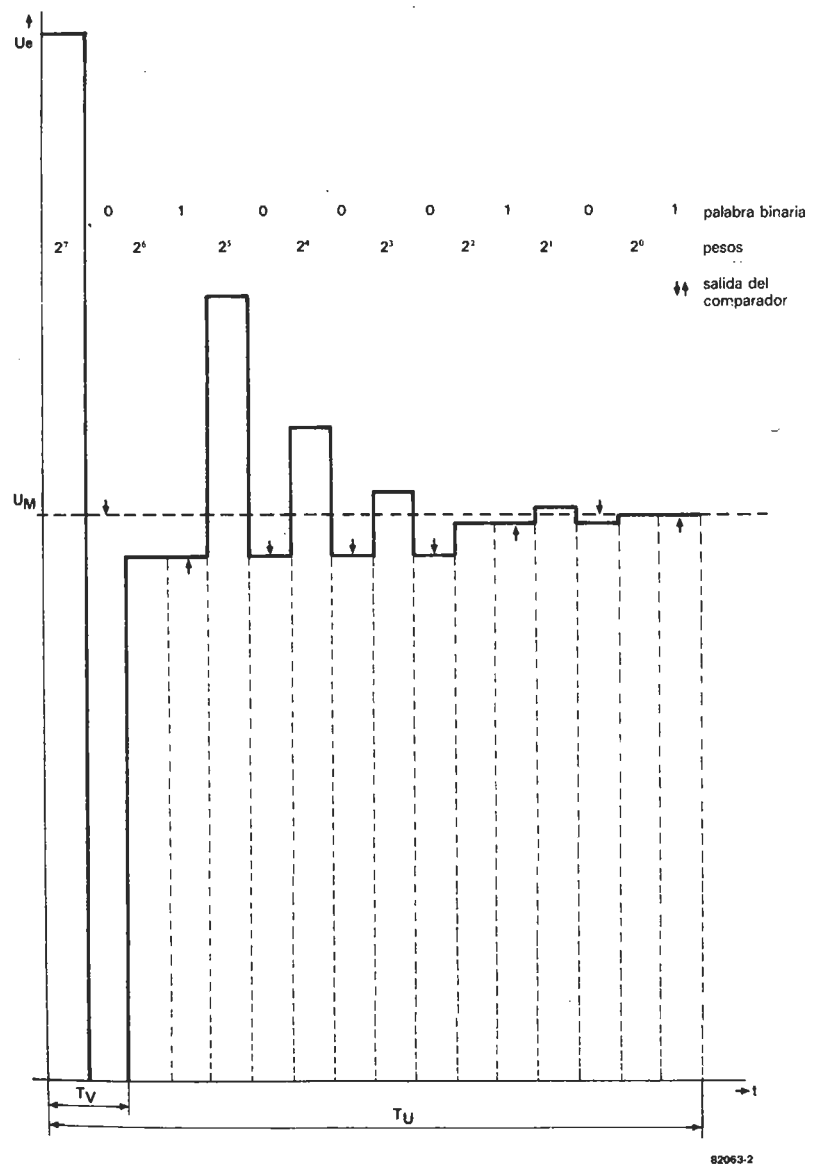


Figura 2. Ejemplo de conversión de una magnitud analógica a formato digital (en este caso, la palabra binaria resultante es 01000101).

mitad de la mitad validada por la primera comparación». Si el nivel lógico resultante de la primera comparación es bajo, será preciso desconectar momentáneamente la tensión de comparación puesto que, en la próxima comparación, su valor será igual a la mitad de la primera tensión V_{ref} . Si, por el contrario, el nivel lógico fruto de la primera comparación es alto (V_{ref} menor que V_{in}), la próxima comparación se realizará en «la mitad superior» del margen de conversión. En consecuencia, el segundo valor de V_{ref} será igual a una vez y media el primer valor de la tensión de referencia. La secuencia de comparaciones se prolonga hasta que la última tensión de referencia

posea un valor equivalente a 2^0 . En este instante, el número de «pasos» de comparación coincidirá con el valor binario de la tensión de entrada. Como ya hemos indicado, el tiempo invertido en la conversión T_c es independiente de la amplitud de la señal a convertir y será igual a $N \times T_v$, en donde N es el número de bits del conversor y T_v el tiempo invertido en el paso de un valor de comparación al siguiente, o lo que es lo mismo, igual al período de la frecuencia de reloj. La figura 2 ilustra el desarrollo de este procedimiento. En el ZN 427, el intervalo o tiempo de conversión es de $15 \mu s$ (incluidas las señales de arranque y fin de conversión).

3

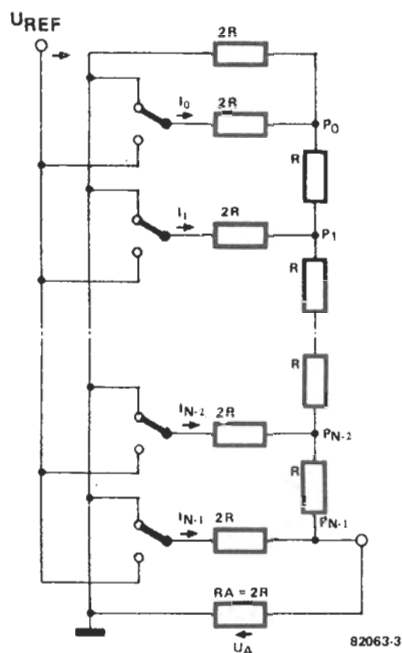


Figura 3. Diagrama básico de una escala de resistencias o red R-2R para la conversión de configuraciones digitales a magnitudes analógicas.

Conversión D/A

Al comentar la técnica de conversión A/D, nos hemos referido a la conversión D/A que forma parte del proceso, ya que existen una secuencia de comparaciones y aproximaciones con la ayuda de Vref. La figura 3 muestra gráficamente el fundamento de esta conversión digital/analógica. Cada punto nodal P₀...P_{N-1} está conectado a masa a través de una resistencia de valor 2R. Las corrientes parciales de cada rama de la red circulan a través de la resistencia de carga R_A y producen una tensión U_A determinada por la siguiente fórmula:

$$U_A = \frac{2}{3} \cdot U_N \cdot \frac{Z}{2^N}$$

en donde Z representa el valor a convertir y N el número de potencias de la base binaria 2 (y también el número de pasos de conversión), si se considera que la red de resistencias está organizada según las potencias 2⁰...2^{N-1}.

La figura 4 muestra la estructura interna del circuito integrado conversor digital/analógico tipo ZN 426. Se trata de un conversor de 8 bits cuya red resistiva consta de las 8 etapas 2⁰...2⁷. En el ZN 426 el intervalo T_v definido anteriormente es de 2 μs.

Transmisión de datos digitales

La figura 5 corresponde al esquema de un circuito de transmisión que incluye un conversor A/D ZN 427 y otro conversor D/A ZN 426. Estos circuitos integrados, de amplia difusión en el mercado europeo y cuyo precio es bastante razonable, se prestan perfectamente a todo tipo de aplica-

4

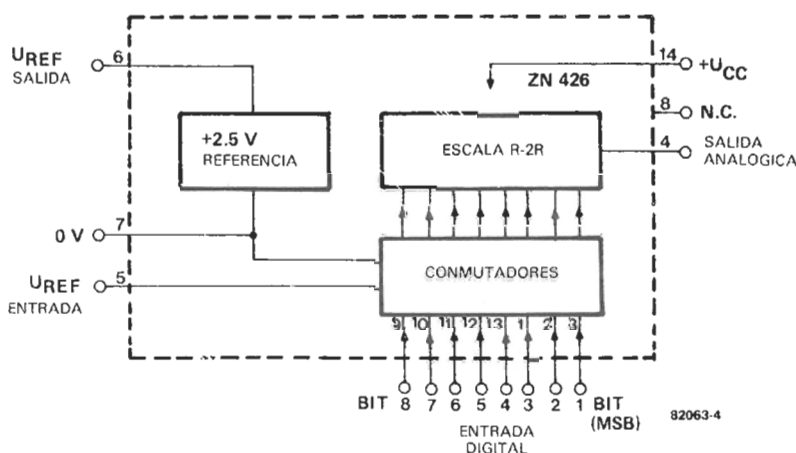


Figura 4. Diagrama de bloques de un conversor digital/analógico del tipo ZN 426. La conversión se realiza según el principio ilustrado en la figura 3.

ciones en el dominio de las bajas frecuencias. Debido a que el tiempo de conversión analógica/digital se sitúa en el valor típico de 15 μs (con una frecuencia de reloj de 600 kHz), no es necesario disponer de un circuito de muestreo y retención. No obstante, si en algún caso hay que tratar señales que es necesario «retener» durante un determinado intervalo de tiempo, puede echar mano del circuito de la figura 8. Lamentablemente, no podemos ocuparnos en estas páginas de abordar todos los detalles de la conversión; el lector interesado puede encontrar todas las necesarias especificaciones en las hojas de características editadas por el fabricante.

Al examinar el diagrama de impulsos de la conversión D/A, se observa que el pulso de arraque de conversión debe satisfacer determinadas exigencias respecto a los flancos de la señal de reloj. El circuito de la figura 5 incluye una lógica de sincronización idónea. Esta permite incluso que el reloj del sistema y el reloj de datos operen en modo asíncrono. Su procedimiento de trabajo, ilustrado por el cronograma de la figura 6, constituye el objeto de estudio del próximo apartado.

Lógica del tratamiento de pulsos

La frecuencia de reloj del sistema basado en microprocesador, asociado al circuito de transmisión digital, puede utilizarse como «reloj del sistema». En nuestro ejemplo hemos elegido como referencia la frecuencia de 6,144 MHz, utilizada en determinados microprocesadores, que dividida por un factor 3 se convertirá en la frecuencia de reloj del sistema: 2, 048 MHz. La frecuencia máxima de reloj-sistema para

el conversor A/D es de 900kHz. Los bistables FF1...FF3 operan una división por 4 e introducen un desfase, de tal forma que en la salida Q de FF1 y FF3 nos encontramos con dos señales de 512 kHz desfasadas 90°. La señal 2 ataca la entrada de reloj del conversor, cuyo intervalo de conversión es de 17,6 μs.

Cuando el nivel lógico presente en la entrada de autorización del reloj de datos es alto, los pulsos de reloj-datos son memorizados por FF4. En el flanco descendente de la señal 3, el pulso de reloj-datos accede invertido a la entrada SC (Start Conversión = arranque de la conversión) del conversor A/D. A continuación, FF4 y FF5 son inicializados por el monoestable MMV2. Una vez concluida la conversión en curso, puede tramitarse el próximo pulso SC. En definitiva, el pulso de reloj-datos está, en cualquier caso, sincronizado con la señal de reloj del sistema. Los otros condicionantes impuestos por el fabricante son también respetados con precisión.

A propósito de la frecuencia de reloj-datos, hay que constatar la exigencia de que la frecuencia más alta de la señal de muestreo debe ser, al menos, dos veces superior a la frecuencia más alta de la señal a transmitir (teoría de Shannon). Si, por ejemplo, se trata de una señal vocal cuya frecuencia se sitúa dentro de la banda comprendida entre 300 y 3400 Hz, la frecuencia de muestreo mínima será de 6800 Hz. En este caso específico y por razones puramente prácticas, se elige comúnmente una frecuencia de 8 kHz.

Para la transmisión de una señal musical, las exigencias son bastante más elevadas al precisar de un ancho de banda de 16 kHz. En este tipo de circuitos, las características del conversor A/D deben ser de muy eleva-

5

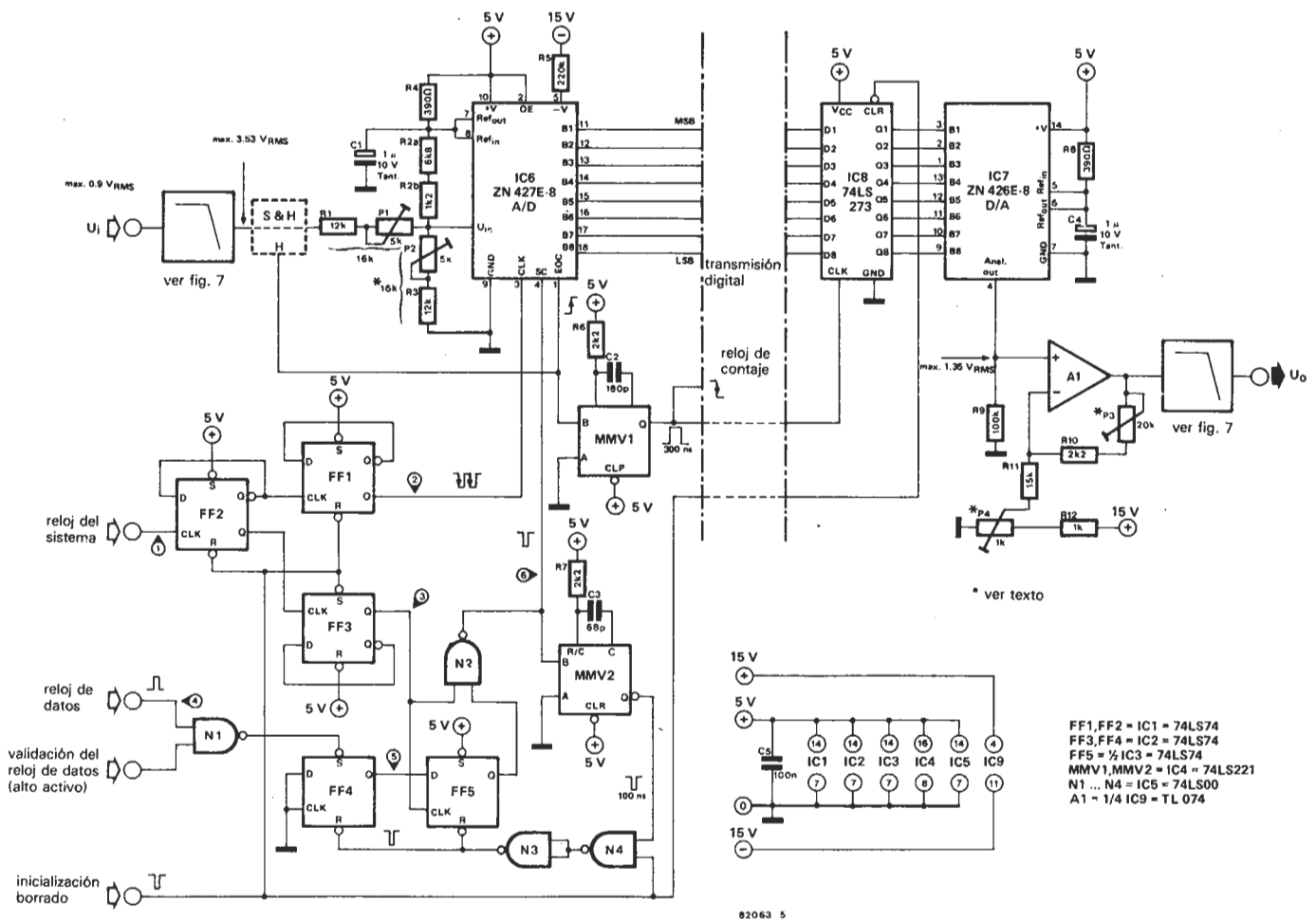


Figura 5. Circuito para la transmisión de información digital que emplea técnicas de conversión A/D y D/A. El bloque de muestreo/retención S&H = Sample and Hold) sólo es necesario cuando la señal analógica a tratar evoluciona en más de un LSB (bit de menor peso o menos significativo) durante el período de conversión.

da calidad, lo que se deduce fácilmente de los siguientes cálculos. Un ancho de banda de 16 kHz se traduce en la necesidad de disponer de una frecuencia de reloj-datos de al menos 32 kHz. Esto corresponde a un espaciado de pulsos de 31,25 μ s... ¡y el tiempo de conversión de los circuitos integrados debe ser aproximadamente igual a la mitad del intervalo entre dos pulsos de reloj-datos!

Conversión A/D y D/A

Nuestra descripción de los procesos no deja de tener un carácter bastante general e ilustrativo, de ahí que antes de acometer un diseño práctico sea oportuno complementarla con la lectura de alguna parte de la bibliografía que relacionamos al final del artículo.

Avanzando en nuestro estudio, precisaremos que durante los 17,6 μ s de conversión, la salida EOC (End Of Conversion = fin de conversión) permanece a nivel lógico bajo. Al concluir la conversión, esta salida

pasa a nivel lógico alto, disparando al monoestable MMV2. Este último entregará un pulso denominado «New Data Ready», que se aplicará como señal de reloj a la etapa intermedia IC8. El pulso en cuestión, al igual que el pulso de Clear (puesta a cero), se transmiten sin recibir influencia alguna por parte de la circuitería lógica del entorno.

Interface analógica

Para realizar la adaptación o interface analógica, nos hemos referido a la posibilidad de utilizar un circuito de muestreo/retención ¿Qué adaptación debe aplicarse a la señal de entrada analógica antes de poder ser digitalizada? Olvidémonos por un instante del circuito de muestreo/retención; es preciso contar con un filtro paso-bajo de flancos rápidos y con una red de resistencias para determinar los parámetros de entrada; ambos elementos son también imprescindibles en la salida. El ajuste de P1 y P2 se realiza de tal forma que sea posible tratar señales de entrada simétricas con una amplitud de ± 5 V (3,53

Vef.). Los 5 V coinciden aproximadamente con los límites de conversión (FS = fondo de escala). Las salidas de datos de IC6 están conectadas directamente a las entradas de datos de IC8. Al aplicar una señal SC adecuada, se realizará la conversión y podrán examinarse los datos en la salida de IC8. Ahora se aplicarán -4.9805 V ($-FS + 1/2$ LSB) a R1 y se ajustará P1 de tal forma que la salida Q8 oscile entre los dos niveles lógicos, mientras que todas las restantes salidas permanecen a nivel lógico bajo. A continuación se aplicarán $+4.9414$ V a R1 (en esta ocasión es FS $-1/2$ LSB) y se ajustará P2 hasta que la salida varíe entre los dos niveles lógicos, permaneciendo las restantes salidas a nivel alto. Este procedimiento deberá repetirse al menos una vez más. La tabla 1 resume de forma esquemática la relación que existe entre la evolución de una señal analógica y la de su homóloga digital. La señal analógica procedente de la salida de IC7 accede en primera instancia a la entrada de A1. P3 permite el ajuste de la tensión de salida máxima, mientras que la simetrización de la señal de salida se efectúa

6

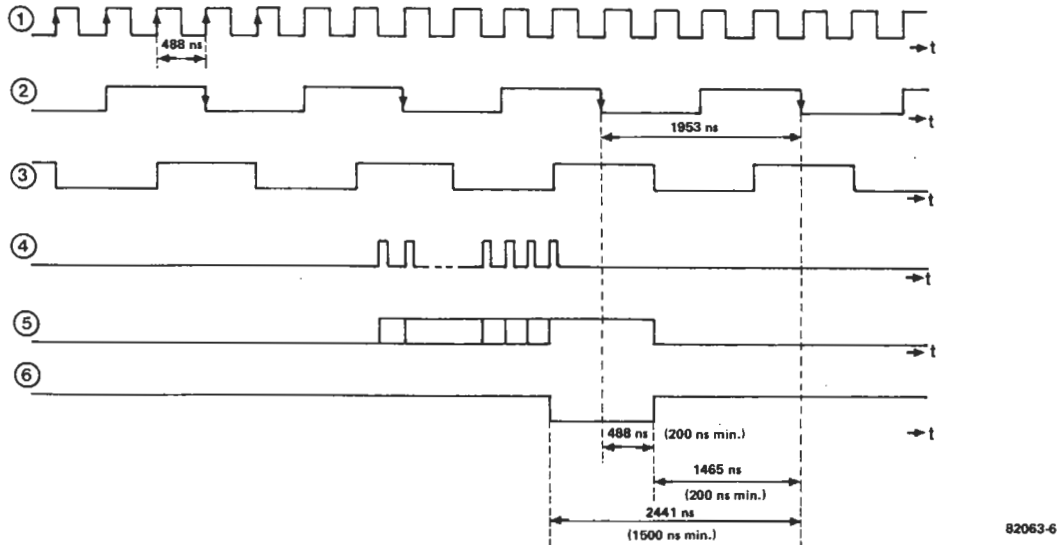


Figura 6. Cronograma del circuito de tratamiento y conformación de los pulsos de control. Este es capaz de operar con señales de reloj-datos y reloj-sistema asíncronas. La cuarta línea del gráfico da un ejemplo de esta particularidad.

por medio de P4; para ello, es necesario poner todas las entradas, salvo B1, a nivel bajo. Ahora, P4 puede ajustarse de tal forma que la tensión de salida de A1 sea nula (ver tabla 1).

Filtro paso bajo

En la entrada y en la salida de un sistema de transmisión digital se encuentra, habitualmente, un filtro paso-bajo al menos de quinto orden. Su presencia tiene como objetivo la eficaz supresión de las frecuencias parásitas (diferenciales) superiores a la mitad de la frecuencia de reloj-datos. La figura 7 muestra un filtro paso-bajo de sexto orden, fácilmente construible con algunos amplificadores operacionales; en este caso concreto con un TL 084.

En resonancia, la ganancia de este filtro es igual a la unidad de donde resulta una ganancia próxima a 1 dB para la frecuencia de corte. Esta última se elegirá de tal forma que se sitúe un 10 por 100 por debajo de la frecuencia de corte efectiva (según los datos de nuestro ejemplo, la frecuencia se elegirá con una atenuación de -3 dB respecto a los 16 kHz); con esta precaución, la ganancia en resonancia quedará prácticamente compensada.

La atenuación de la curva de filtrado es de 36 dB por octava. La tabla 2 proporciona las fórmulas necesarias para el cálculo de esta curva. Veamos un ejemplo: para nuestro ancho de banda de audio de 16 kHz, la frecuencia de corte del filtro será de 14,4 kHz y el valor de R (si C = 1 nF) de 11,05 K (dos resistencias de 22 K en paralelo).

Tabla 1

señal analógica de entrada	código binario de salida
+(FS - 1 LSB)	11111111
+(FS - 2 LSB)	11111110
+½ FS	11000000
+1 LSB	10000001
0	10000000
-1 LSB	01111111
-½ FS	01000000
-(FS - 1 LSB)	00000001
-FS	00000000

FS = ± 5 V
 1 LSB = $\frac{2 \cdot |FS|}{256}$

Tabla 1. Correspondencia entre una señal analógica bipolar de entrada y su código binario de salida.

7

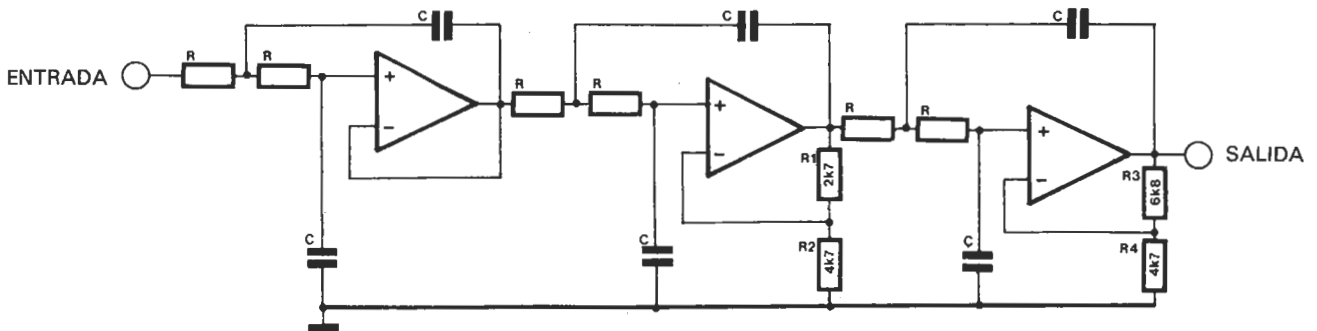


Figura 7. Filtro paso-bajo de sexto orden para la entrada y salida analógica. La tabla 2 resume las fórmulas y datos que permiten realizar los diversos cálculos. R3 puede sustituirse por un potenciómetro ajustable de 10 K.

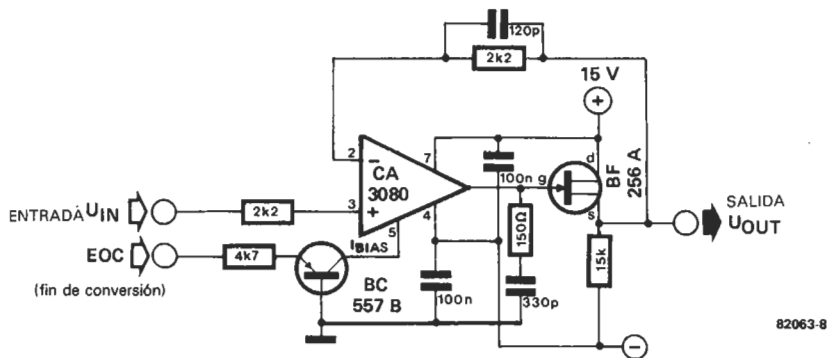


Figura 8. Circuito de muestreo-retención (sample and hold). Es indispensable asociarlo al circuito de transmisión cuando se trabaja con señales analógicas de entrada rápidas.

Tabla 2

frecuencia de corte	$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$
frecuencia límite -3dB	$f_G \approx 1.1 \cdot f_p$ (R3 = 6k8)
ganancia a la frecuencia de corte	≈ 1 dB (R3 = 6k8)
pendiente de atenuación	36 dB/octava 120 dB/década
ganancia en el ancho de banda	$A = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right)$ $A = 3.85$ (11.6 dB)

Tabla 2. Fórmulas y datos necesarios para el cálculo del filtro paso-bajo de sexto orden cuyo esquema aparece en la figura 7.

La ventaja de una cadena de filtros de segundo orden es que todos los condensadores y todas las resistencias que contribuyen a fijar la frecuencia de corte son de la misma magnitud; lo que no deja de suponer algunos inconvenientes: en efecto, la ganancia del filtro no es de 0 dB, sino de 11,6 dB...

Si la ganancia en resonancia debe ser ajustable, basta con sustituir R3 por un potenciómetro ajustable de 10 K.

Circuito de muestreo/retención

El circuito de muestreo/retención (sample and hold) precede en nuestro circuito al convertor A/D. Mientras que IC6 realiza la conversión A/D, la salida EOC está a nivel

lógico bajo; durante este intervalo, es preciso muestrear y retener la señal con objeto de que la tensión de entrada al convertor permanezca constante. En cualquier caso, la inclusión del circuito de muestreo/retención sólo es necesaria si la señal de entrada varía en más de un LSB (bit menos significativo) durante el intervalo de conversión. El circuito integrado (CA 3080) presente en el bloque de muestreo/retención es un amplificador con una fuente de corriente en la salida y que recibe en la patilla 5 una corriente de control que determina la ganancia. El condensador de 330 pF memoriza la señal de salida del 3080. El transistor de efecto de campo (FET) conforma una etapa adaptadora de muy alta impedancia de entrada, destinada a que el condensador no pierda su carga durante la retención de la muestra. La salida del FET accede a la entrada inver-

sora del amplificador a través de una resistencia de 2K2. Este bucle se ocupa de garantizar que la tensión de salida del circuito coincida exactamente con la tensión de entrada al realizar un muestreo de señal.

Aplicaciones

Para difundir una señal hablada en locales de grandes dimensiones, es necesario frecuentemente retardar una parte de la señal con objeto de hacerla inteligible. Por ejemplo, si el recinto de difusión se encuentra a 30 metros del locutor, es preciso que el oyente próximo a este recinto reciba la señal después de 0,1 s. Sólo así dará la impresión de que la señal procede en efecto de delante. Para este cometido existen diversos montajes comercializados... ¡por supuesto, con fines netamente lucrativos!, de ahí que no sea difícil imaginar la desproporción que existe entre el coste real de un equipo semejante y su precio de venta al público. Como quiera que los circuitos de memoria viva son cada vez más asequibles, los contadores para el direccionamiento de memoria son relativamente económicos y dado que en este artículo les proponemos un circuito adaptado al caso, el aficionado puede prescindir de una inversión desproporcionada y construirse su propio equipo a un precio más que razonable.

Este no es más que un simple ejemplo de aplicación de entre las innumerables posibilidades del circuito de transmisión que nos ha servido de ejemplo. Puede incorporarse a un osciloscopio con memoria digital, utilizarse como bloque de proceso de valores asociado a un sistema basado en microprocesador, etc. Para el aficionado a la experimentación electrónica, las posibilidades de aplicación del circuito se verán limitadas exclusivamente por su propio ingenio. ■

Bibliografía:

- Data sheets: ZN 426 and ZN 427
Ferranti Electronics Ltd.
Oldham, U.K.
- Data converter technical Handbook
Ferranti Electronics Ltd.
Oldham, U.K.
- Tafel, H. J.: «Introduction to digital data processing».
Carl Hanser Verlag, Munich.



J. Meyer

programador de procesos

En el campo de los procesos fotográficos, por ejemplo el revelado, el factor tiempo adquiere una vital importancia. Cada uno de los diversos procesos —revelado, fijación, aclarado— exige un intervalo de tiempo distinto, de acuerdo a los productos químicos y al tipo de papel utilizado. En definitiva, una secuencia de procesos semejante puede fácilmente convertirse en un juego de azar. Existen en el mercado una amplia gama de temporizadores programables, no obstante, controlan en general un solo intervalo de tiempo, mientras que en el caso al que nos referimos debe controlar varios. El programador que vamos a describir incorpora una escala graduada que permite supervisar la duración de cada fase del proceso completo. El desarrollo de la secuencia completa se determina con la ayuda de «tarjetas de proceso» que se confeccionan en función de cada aplicación específica. Las aplicaciones del programador de procesos no se limitan a la fotografía: el sistema es totalmente eficaz para controlar cualquier proceso dividido en una serie de intervalos elementales.

Desde el punto de vista electrónico, el programador de procesos no presenta ninguna particularidad excepcional; consta simplemente de un puñado de circuitos integrados CMOS de uso habitual, si bien, la estructura del sistema conjunto es netamente original. El programador «comunica» el resultado de su actividad a través de una fila de diodos LED, conectados a una pequeña «tarjeta de proceso» (ver fotografía 1). En las aplicaciones fotográficas, esta tarjeta de proceso se confeccionará en función de la película, del papel y/o de los productos químicos utilizados. A su vez, la escala de LEDs indicará la duración de los diversos tiempos del revelado, del baño de paro,

de las fases de fijado y aclarado, y todo ello en el orden establecido.

Una presión del pulsador de arranque provoca la iluminación del primer LED. Treinta segundos más tarde el punto luminoso salta al segundo LED, después de otros treinta segundos le llega el turno al tercero, y así sucesivamente a lo largo de toda la fila de LEDs. La «tarjeta de proceso», sobre la que se han visualizado las diversas fases con una resolución de 30 segundos, se coloca sobre la fila del LEDs. El LED iluminado indica sobre la tarjeta el punto de desarrollo del proceso. Si éste debe interrumpirse provisionalmente, bastará con accionar el interruptor de intervalo para que el progra-

mador se detenga aguardando otras instrucciones.

Analicemos un ejemplo práctico: queremos revelar una fotografía y la tarjeta de proceso indica cuatro fases. Otros parámetros importantes como, por ejemplo, la temperatura y el tipo de papel y productos químicos a utilizar se encuentran también definidos en la tarjeta. Esta se coloca a lo largo de la fila del LEDs. Después de la exposición, se coloca el papel fotográfico en la cubeta de revelado y se presiona el botón de arranque. En el instante en el que un LED indique el final del tiempo de revelado, se retira el papel de la cubeta para introducirlo en el baño de paro. El programador sigue recorriendo esta fase e indicando sucesivos intervalos de 30 segundos. Es fácil constatar que basta simplemente con observar los LEDs para disponer de una indicación bastante precisa del estado de desarrollo de una cualquiera de las fases del ciclo completo de revelado.

Si se utiliza otro tipo de papel y/o productos químicos, puede confeccionarse una nueva tarjeta de proceso adaptada a estos elementos (teniendo en cuenta la experiencia adquirida). No queda ningún resquicio para el arte de la adivinación, ya que basta con grabar directamente los resultados sobre la tarjeta de proceso para poder reproducir fielmente una «experiencia» práctica.

Se podrá reservar una tarjeta especial, indicando el precio de las comunicaciones telefónicas, para disponer de la información suficiente que nos permita enfrentarnos con entereza al siempre sorprendente recibo telefónico.

El esquema

El programador se ha diseñado pensando en su alimentación a pilas, este es precisamente el motivo que nos ha inducido a utilizar circuitos integrados CMOS. A estas alturas, resulta evidente que el corazón electrónico del dispositivo es un registro de desplazamiento; en efecto, esta confeccionado con circuitos integrados CMOS del tipo 4015. Los LEDs de visualización están conectados directamente a las salidas de los cuatro registros IC1... IC4. Para reducir al mínimo el consumo del circuito, la corriente que atraviesa a los LEDs es conmutada por el transistor T1 a una frecuencia de 2 Hz, con un factor de forma del 50 por 100. Las puestas lógicas N2 y N3 constituyen el generador de reloj. IC6 se ocupa de la división de la frecuencia de reloj. Al accionar el pulsador de arranque (S3) se borra el contenido del contador y conmuta el integrado IC5, provocando el encendido del LED D1. Unos 15 segundos después de haber soltado el pulsador de arranque, la salida Q12 de IC6 pasa a estado lógico alto. En estas condiciones, el primer pulso de reloj llega al registro con lo que ingresa un «1» en el integrado IC1 durante su transición positiva. A partir de aquí, cada 30 segundos aparece un pulso de reloj en la salida Q12 de IC6, de tal forma que el «1» —LED encendido— se desplaza a lo largo de la fila indicadora de LEDs a razón de un «salto» cada 30 segundos. En el instante de confeccionar las tarjetas de proceso habrá que tener en cuenta que el primer LED sólo per-

1

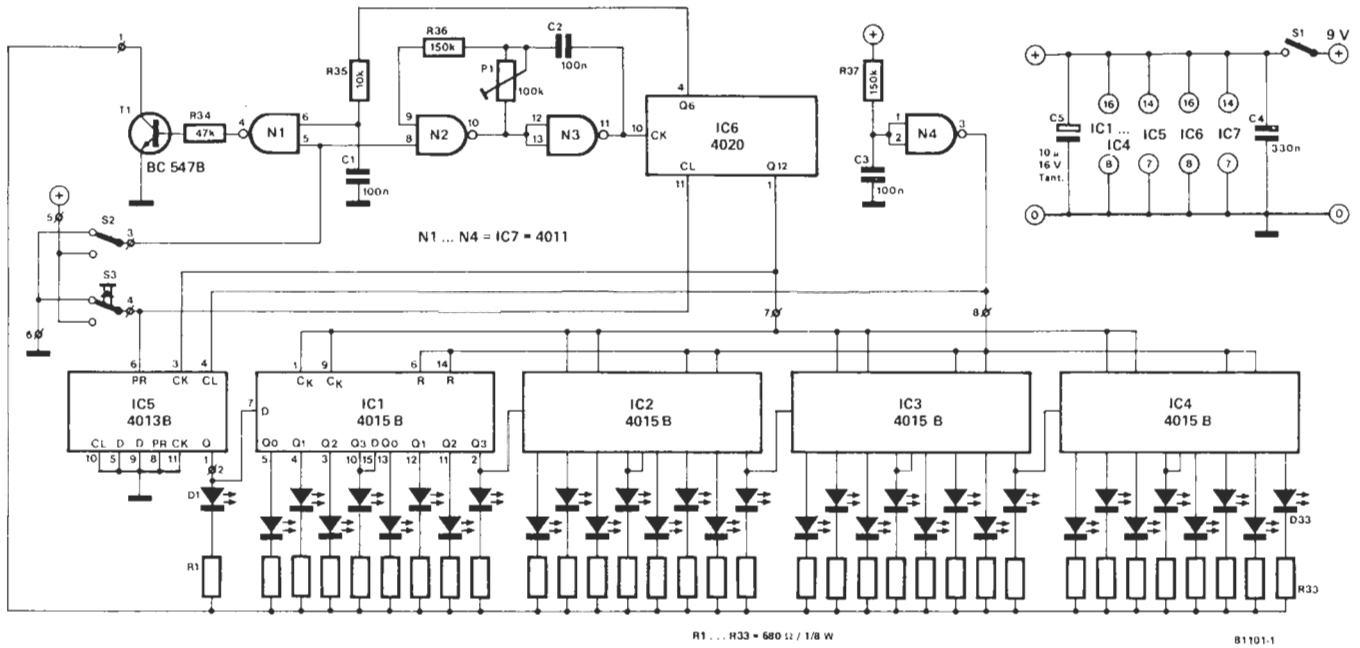


Figura 1. El programador de procesos se basa en un registro de desplazamiento confeccionado con circuitos integrados CMOS.

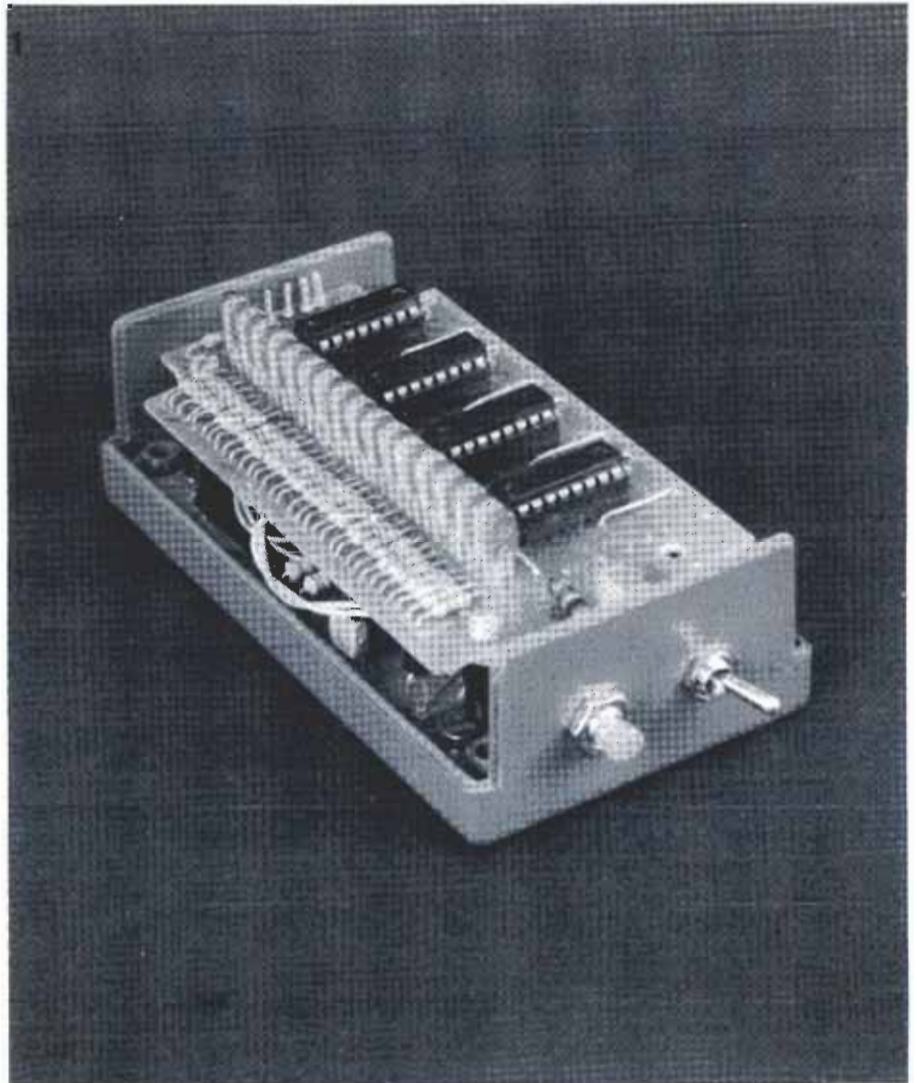
manece encendido durante 15 segundos, mientras que los restantes se iluminan durante intervalos de 30 segundos. Durante los 15 segundos iniciales, después de pulsar el botón de arranque, el operador tiene las manos libres para dedicarse a las operaciones de última hora que hay que ejecutar justamente antes del inicio del proceso.

En un párrafo precedente hemos indicado que el hecho de recortar la corriente de los LEDs economiza una considerable cantidad de energía. Existe otra razón de peso que justifica esta operación. Cuando las salidas del registro de desplazamiento entregan la corriente a los LEDs, su tensión manifiesta una relativa caída. En tal situación, una entrada conectada a una de las salidas no será capaz de reconocer el nivel asociado al «1» lógico. Para solventarlo, la red desfaseadora R35/C1 garantiza el bloqueo del transistor T1 en el momento en el que aparece un nivel alto. En este instante, las salidas del registro de desplazamiento no se verán cargadas, de tal forma que su actuación coincidirá con la prevista.

Para interrumpir el proceso basta con actuar sobre S2. Al conmutar S2 el generador de reloj se detiene y el transistor T1 sigue conduciendo, de tal forma que la visualización permanece iluminada. Los componentes N4, R37 y C3 constituyen un circuito de puesta a cero que permite la reposición del programador en el instante en el que se conecta a la alimentación.

Montaje

La circuitería electrónica del programador se ha distribuido en dos placas de circuito impreso. Esta disposición permite alojar al circuito completo, incluida la pila, en el interior de una pequeña caja de material plástico (la fotografía 2 sugiere un posible acabado del dispositivo programador).



Fotografía 1. El programador puede utilizarse para una amplia gama de aplicaciones confeccionando, en cada caso, la correspondiente «tarjeta de programación».

2

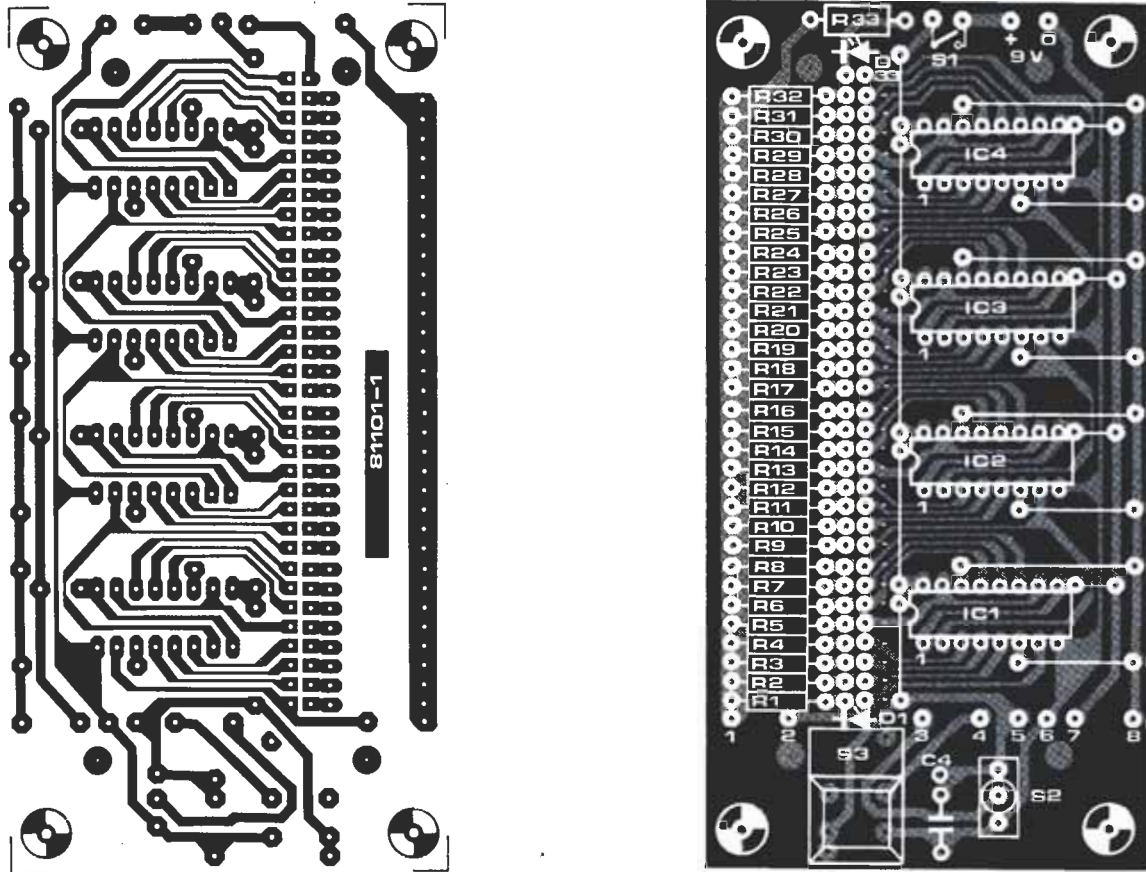


Figura 2. Trazado de las pistas de cobre y serigrafía de las dos placas de circuito impreso sobre las que se construye el programador de procesos.

3

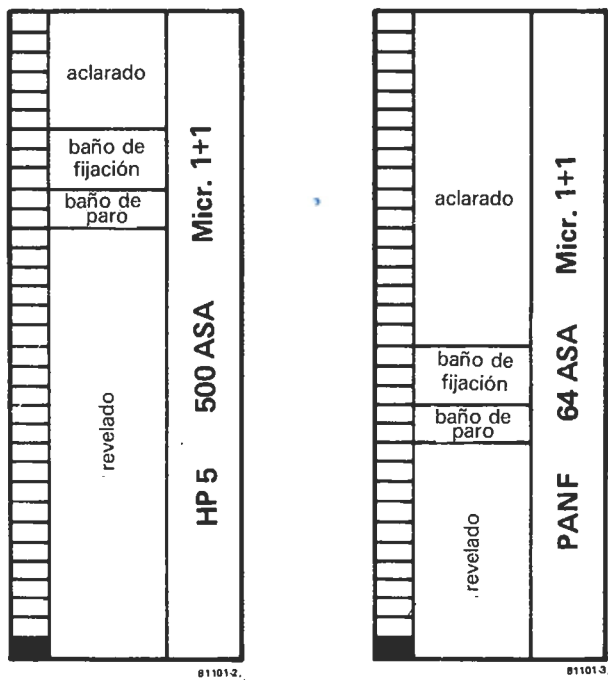


Figura 3. Ejemplo de presentación de dos tarjetas de proceso para aplicaciones fotográficas.

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1 . . . R33 = 680 Ω/1/8 W
- R34 = 47 k
- R35 = 10 k
- R36,R37 = 150 k
- P1 = ajustable multivuelta 100 k

Semiconductores:

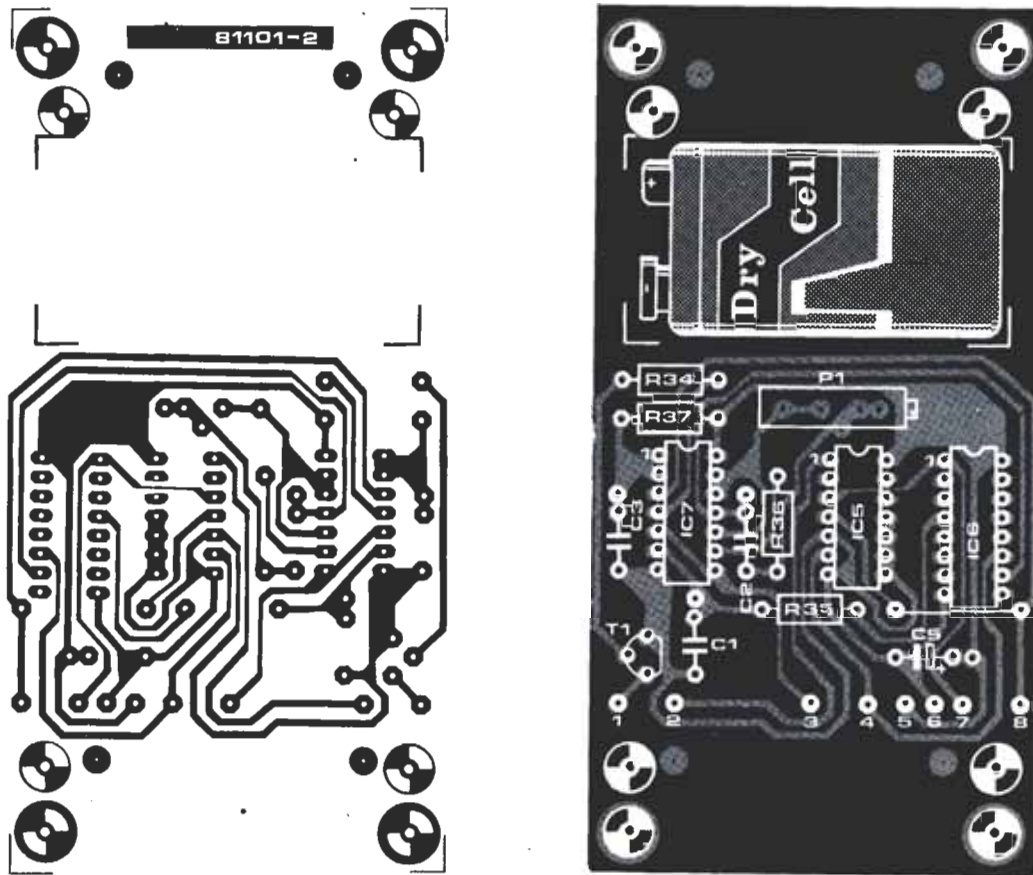
- T1 = BC 547B
- IC1 . . . IC4 = 4015B (salidas bufereadas)
- IC5 = 4013B (salida bufereada)
- IC6 = 4020
- IC7 = 4011
- D1...D33= LED (17 verdes, 16 rojos)

Condensadores:

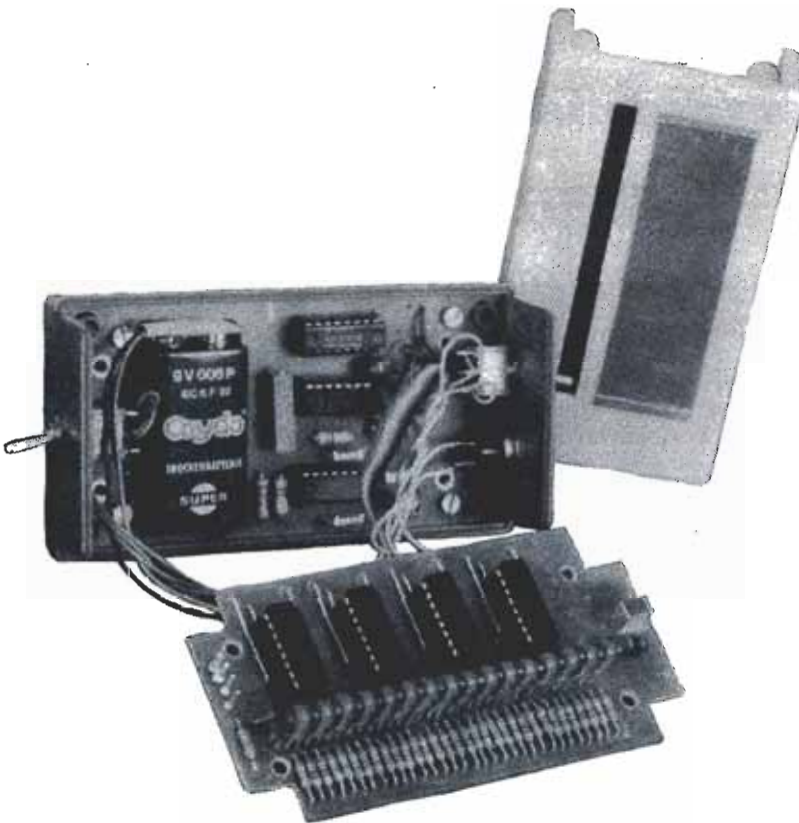
- C1 . . . C3 = 100 n
- C4 = 330 n
- C5 = 10 μ/16 V tántalo

Varios:

- S1 = interruptor marcha/paro
- S2 = conmutador 1 circuito
- S3 = pulsador inversor 1 circuito
- caja de plástico 120 × 65 × 40 mm. (aprox.)



2



Fotografía 2. La circuitería electrónica del programador se distribuye en dos placas de circuito impreso, con objeto de que el montaje conjunto pueda introducirse en una caja de reducidas dimensiones.

La placa que incluye los diodos LEDs se monta en la zona interior de la superficie frontal y la otra tarjeta de circuito impreso en el fondo de la caja. Ambas placas se interconexionan por medio de una cinta de cable de 8 conductores. La sujeción de la placa superior puede realizarse sobre dos perfiles metálicos fijados a la base de la caja y doblados convenientemente. Resulta aconsejable que la fila de LEDs esté constituida por elementos de dos colores, por ejemplo rojo y verde, situados alternativamente; esta posibilidad facilita la percepción de los «saltos» de iluminación a través de los sucesivos LEDs. La placa se ha diseñado pensando en la incorporación de LEDs rectangulares, no obstante, pueden utilizarse LEDs cilíndricos convencionales, siempre y cuando su anchura no exceda de 2,54 mm.

Las «tarjetas de proceso» pueden confeccionarse con cartón blanco. Después de haber dibujado la escala y las diversas inscripciones, es conveniente protegerlas recubriéndolas con una hoja adhesiva transparente.

El ajuste del programador puede realizarse con la ayuda de un reloj. P1 se ajustará de tal forma que el primer LED se ilumine durante exactamente 15 segundos. Los restantes diodos LED se iluminarán, cada uno de ellos, durante un intervalo de 30 segundos. Una observación muy importante es que el usuario no tiene que conformarse con los intervalos de tiempo que damos a título de ejemplo. No existe ningún inconveniente que le impida ajustar el reloj a una frecuencia distinta, con objeto de dividir el proceso en fases de mayor o menor duración. ■

morias EPROM más frecuentemente utilizadas en los diseños de Elektor son la 2708 y la 2716.

Habitualmente, la EPROM se borra con la ayuda de una lámpara especial de rayos ultravioletas, si bien existen otros métodos como los ejemplos que vamos a comentar. Por ejemplo, una memoria EPROM 2716 puede borrarse exponiéndola a una radiación luminosa cuya longitud de onda sea inferior a 400 nm. En otras palabras, la luz solar y los tubos fluorescentes pueden realizar este cometido. Experimentalmente, se ha determinado que para proceder a su borrado, es necesario exponer la EPROM a

borrador de EPROMs

Todo constructor de sistemas basados en microprocesador, profesional o aficionado, se ve obligado a utilizar un determinado número de circuitos de memoria no volátil de tipo PROM o EPROM. El precio de este último tipo de memorias está en constante descenso, circunstancia que sumada a su extrema facilidad de programación y borrado repercute en que día a día su empleo sea mucho más amplio. En el presente artículo vamos a hablarle de las técnicas de borrado de las memorias EPROM.

Aprovecharemos la ocasión para atraer su atención hacia los peligros de la radiación ultravioleta; este tipo de rayos son precisamente los que se utilizan para el borrado de las EPROMs y no hay que olvidar su nocividad para los ojos del usuario.

La memorias EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory) se borran con la ayuda de la luz o radiación ultravioleta. Esta propiedad permite al usuario almacenar datos en las mismas durante largos periodos de tiempo, modificar su contenido cionalmente e incluso reprogramarlas por completo cuando sea preciso. Las dos me-

la luz continua de un tubo fluorescente durante ¡tres años! Si el aporte luminoso lo realiza directamente el sol, el mismo resultado se obtiene con un periodo de radiación de una semana. Por ello, es preciso tapan la «ventana» de la EPROM con un adhesivo opaco una vez programada la memoria, para asegurar la longevidad de las informaciones almacenadas. El procedimiento más adecuado para borrar las 2708, 2716, 2732 y otros tipos de EPROMs es someterlas a una radiación UV (ultravioleta) con una longitud de onda de 253,7 nm y una intensidad de 12 mW por cm². En estas condiciones, el proceso completo de borrado durará entre 15 y 20 minutos. En el mercado existen muy diversos equipos profesionales para el borrado de EPROMs, sin embargo,

su precio no se ajusta precisamente al bolsillo del aficionado. En todo caso, el aficionado puede adquirir lámparas especiales de precio moderado y perfectamente utilizables para este cometido. Un ejemplo notable es la lámpara TUV 6 W de Philips. Lámpara de tipo alargado y provista de casquillo edison. Hasta ahora, la aplicación tradicional de estas lámparas era la esterilización (bactericida).

PRECAUCIONES: En ningún caso deben mirar directamente a la lámpara cuando ésta esté encendida, la luz puede dañar a los ojos irreversiblemente. Por otra parte, una exposición prolongada a la radiación UV puede producir quemaduras en la piel. Para evitar cualquier tipo de efecto pernicioso, es necesario introducir la lámpara en una caja totalmente estanca a la luz y cuyas dimensiones sean generosamente amplias debido a que la lámpara desprenderá una sustancial cantidad de calor. La figura 1 sugiere la construcción de un borrador de EPROMs. La lámpara se monta en la zona superior de la caja y se rodea de una lámina reflectora. El resto de la caja acomodará a las memorias EPROM a borrar. Como sistema de seguridad se montará un micro-switch (micro-conmutador) en la caja, con objeto de que la alimentación de la lámpara sólo sea efectiva al cerrar la caja.

Las EPROMs se insertarán dentro de la caja en un trozo rectangular de esponja conductora (antiestática); si el tamaño es el adecuado, podrán borrarse más de cuatro EPROMs simultáneamente. Dado que la distancia que separa a la lámpara de las memorias a borrar es próxima a 1 cm., la mayor parte de las EPROMs se borrarán después de someterlas a la radiación UV de la lámpara durante unos 30 minutos. Durante las pruebas en los laboratorios de Elektor, la TMS 2516 de Texas Instruments se reveló como una excepción, siendo necesaria una exposición de más de dos horas para su borrado completo. ■

1

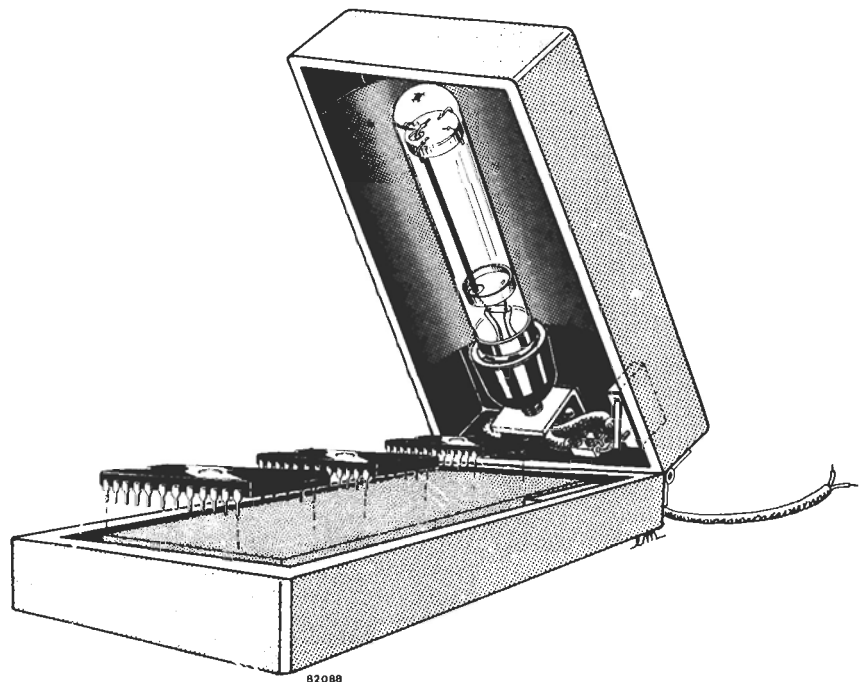


Figura 1. Modelo para la construcción de un borrador de memorias EPROM. El micro-switch impide que la lámpara UV reciba tensión mientras que la caja no esté correctamente cerrada. Esta es una medida de seguridad para evitar el efecto nocivo que tienen los rayos ultra-violetas sobre la vista.

Antes de lanzarnos al estudio del esquema y del propio circuito, nos parece oportuno dar algunas definiciones. ¿A qué se denomina humedad? La humedad absoluta se define como el número de gramos de agua (en forma de vapor de agua) que pueden estar contenidos en un metro cúbico de aire, a una temperatura dada. Puede llegar un momento en el que, a fuerza de absorber humedad, la atmósfera se sature: habremos

traduce en el incremento de la capacidad del dispositivo sensor, tal como muestra la curva en cuestión.

Las indicaciones de humedad relativa del detector son notablemente precisas dentro del margen 10%...90%. Fuera del mismo, la precisión nominal del sistema será de un 5%. Esta característica no es grave puesto que el margen cubierto con precisión es el habitual.

detector de humedad

Hasta hace muy poco tiempo, hablar de detectores de humedad al alcance del aficionado era poco menos que ilusorio. Los tiempos evolucionan rápidamente y no menos la electrónica. A lo largo de este artículo vamos a presentarles un circuito detector de humedad, basado en un sensor de humedad capacitivo de la firma Valvo, cuyo montaje está al alcance del aficionado. De empleo mucho más simple que los tradicionales detectores de humedad mecánicos, nuestro montaje puede asociarse fácilmente a un circuito electrónico de medida y destinarse a una gran diversidad de aplicaciones. El montaje en cuestión es un eficaz complemento para la «estación meteorológica digital» publicada en *Elektor* núm. 20 (enero 1982).

rebasado la humedad absoluta o humedad relativa máxima. La cantidad de agua que puede absorber una masa de aire está en función de su temperatura. Tenemos un ejemplo evidente: el aire relativamente húmedo de nuestra sala de estar se condensa sobre los cristales y se transforma en vaho; este hecho se debe, pura y simplemente, a que el frío exterior disminuye la temperatura del aire y con ello su capacidad de contener vapor de agua.

La cantidad de vapor real contenido en el aire se expresa en términos de humedad relativa. El valor de la humedad relativa se obtiene dividiendo la cantidad real de agua que se encuentra en una masa de aire por la cantidad máxima que sería posible vaporizar en esta misma masa de aire a la misma temperatura. En otros términos, es la relación entre el vapor de agua contenido y el máximo que podría admitir la masa de aire en las mismas condiciones. El resultado se multiplica por 100, con objeto de expresar el resultado en porcentaje.

Para que las personas, animales domésticos y plantas puedan encontrarse en un ambiente agradable, es preciso que la humedad relativa esté comprendida entre el 40 y el 70%; es importante mantenerla dentro de este margen. Una humedad excesiva fatiga a los seres vivos, ataca a los metales (los oxida) e incluso puede llegar a pudrir la madera.

En vista de las razones enumeradas en los anteriores párrafos, nuestro detector se ha diseñado con el fin de que señale el cambio de la humedad relativa ambiental.

El sensor de humedad

La figura 1 nos muestra el aspecto físico del sensor de humedad: consiste en una caja de material plástico, dotada de varios agujeros, que contiene una membrana de material no conductor recubierta en ambas caras por una delgada película de oro. La membrana y las dos superficies de oro constituyen, respectivamente, el dieléctrico y las armaduras de un condensador plano. La figura 2 ilustra la relación que existe entre su capacidad (C1) y la humedad relativa (Hrel). Este efecto se debe a la naturaleza permeable a la humedad de la delgada película de oro. Dicho de una forma más inmediata: el aumento de la humedad se

1

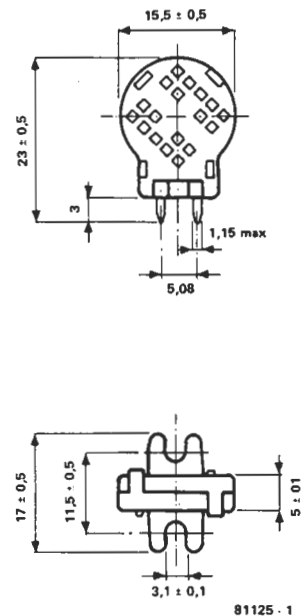


Figura 1. Aspecto físico del sensor de humedad concebido por Valvo. Las cotas se dan en mm.

2

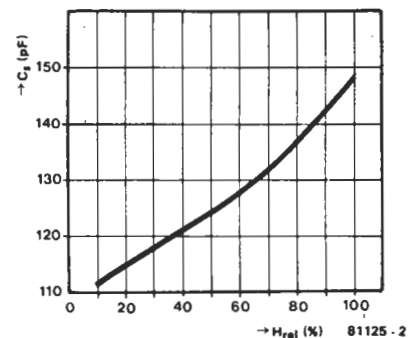


Figura 2. Relación entre la humedad relativa (Hrel) y la capacidad del sensor.

3

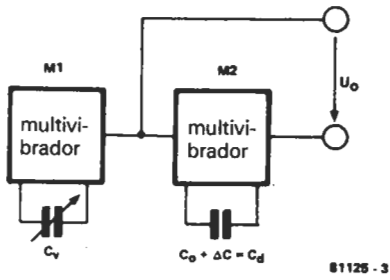


Figura 3. Diagrama de bloques básico del circuito de medida.

4

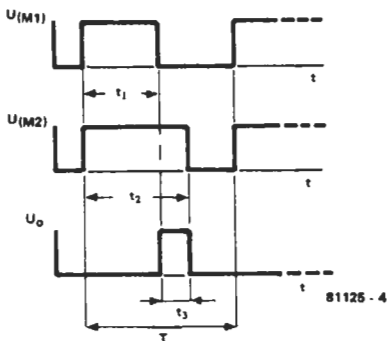


Figura 4. Cronograma de pulsos del circuito de medida. La longitud de los pulsos da el grado de humedad.

El circuito de medida

Antes de describir las particularidades del esquema electrónico, resultará muy ilustrativo hechar una ojeada a su diagrama de bloques básico (ver figura 3). El funcionamiento se basa en esencia en una conversión capacidad/tensión.

En la figura 3 aparecen dos multivibradores astables: el primero constituido por N1, N2 y el sensor C1 y el segundo conformado por N3, N4 y C2...C6 cuya misión consiste realmente en calibrar el circuito. Ambos multivibradores (M1 y M2) están sincronizados y asociados, respectivamente, al condensador variable C4 y al sensor de humedad cuya capacidad es C1. Esta última se compone de dos elementos: una capacidad permanente Co y una variación de capacidad ΔC dependiente de la humedad relativa Hrel.

M1 y M2 producen pulsos de longitud t1 y t2, pulsos que son respectivamente proporcionales a C4 y a C1 (C1 = Co + ΔC). La función de M1 es la de sincronizar a M2 de tal forma que la diferencia de longitud de pulsos t3 sea igual a t2 - t1 (ver figura 4). La longitud del pulso da en este instante el grado de humedad relativa ambiente Hrel.

Si t3 es muy corto, estaremos en presencia de una atmósfera seca.

Por el contrario, un pulso t3 largo nos indicará que estamos «ante el seto de las orquídeas tropicales del Jardín Botánico». Si M1 y M2 tienen constantes proporcionales y C4 es igual a Co, entonces t3 será proporcional a ΔC.

Admitamos que la frecuencia de los pulsos se sitúa en 1/T, en donde T = 2 x t1 (ver figura 4) y que todos los pulsos son de la misma amplitud UB; en estas condiciones, dispondremos de una tensión de salida media de:

$$U_o = (t_3/T) \times U_B = (C/2 \times C_o) \times U_B$$

El factor t3/T se denomina longitud relativa del pulso. Su dependencia de la temperatura y de la presión es muy reducida, siempre que se den las siguientes condiciones:

- las características de los dos multivibradores son idénticas (por ejemplo, están ambos construidos con un mismo 4001).
- C4 y C1 tienen el mismo coeficiente de temperatura.

Dado que la tensión de salida Uo depende de la tensión de alimentación, ésta última deberá estabilizarse correctamente con objeto de lograr resultados exactos.

Si el circuito está correctamente ajustado, la frecuencia de ambos osciladores monoestables coincidirá. Al estar conectada la salida de N3 a la entrada de N2, ambos osciladores arrancarán en el mismo instante.

Al producirse un incremento de la humedad, la capacidad de C1 aumentará, con lo que disminuirá la frecuencia de N1 y N2. Esto repercutirá en el hecho de que la salida de N2 permanecerá «alta» más tiempo que la salida de N4. El intervalo diferencia será detectado por IC2 que lo convertirá en una tensión de salida.

Una de las características más relevantes del circuito que les presentamos radica en la zona de alimentación englobada entorno a IC3, un tradicional regulador de tensión

5

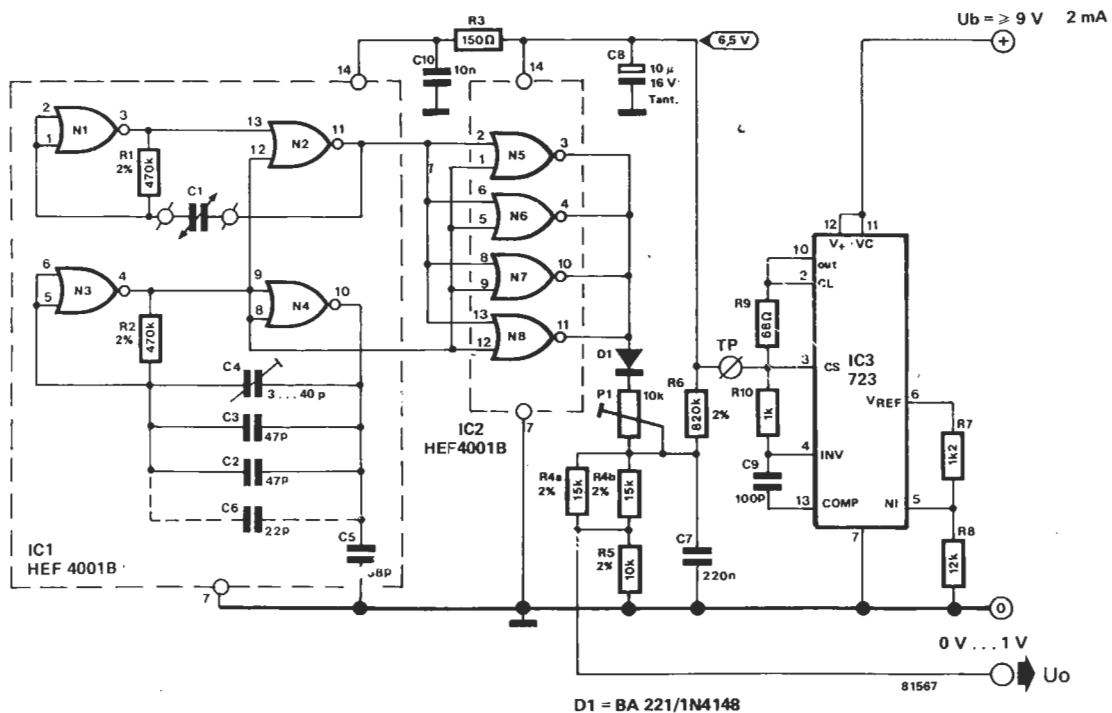


Figura 5. Esquema completo del circuito detector de humedad. La tensión de salida Uo (de C a 1V) da el grado de humedad relativa (Hrel).

6

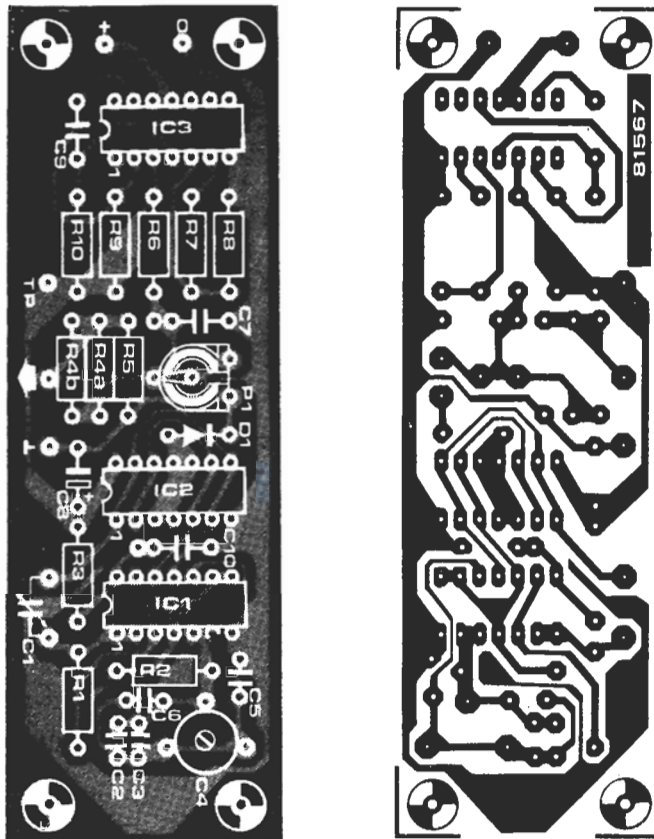


Figura 6. Placa de circuito impreso diseñada para el montaje del detector de humedad.

del tipo 723. Además de su relativa calidad y de su bajo precio, este circuito integrado presencia una reducida sensibilidad a los cambios de temperatura que evitará su repercusión en el resultado. Para lograr que la alimentación real del circuito sea de 6,5 V, el 723 debe alimentarse con una tensión no inferior a 9 V.

El montaje del circuito se verá simplificado en gran medida al utilizar la tarjeta de circuito impreso diseñada al efecto (figura 6).

Red de corrección lineal

La relación entre la capacidad del sensor C1 y la humedad relativa Hrel no es lineal y por lo tanto es necesario introducir una corrección. Para ello, la señal pulsatoria de salida se aplica a una red correctora, constituida por D1, P1, R4, R5, R6 y C7.

Los pulsos de tensión cargan al condensador C7 a través del diodo D1 y de la resistencia ajustable P1. Simultáneamente, una corriente de descarga dependiente de la tensión en bornas del condensador circula a través de las resistencias R4 y R5; otra corriente, procedente ésta de la línea de alimentación, circula a través de la resistencia R6. Con la inclusión de esta red correctora, la tensión de salida U_o no es lineal respecto a la tensión entregada por IC2, si bien, eligiendo correctamente los valores de C7, P1, R4 y R5, esta función puede ser modificada con objeto de que la relación entre Hrel y U_o sea prácticamente lineal.

Si se respetan los valores dados en el esquema, la tensión de salida podrá variar

entre unos pocos milivoltios y 1 V, tensión que será utilizable para indicar la humedad relativa ambiental (Hrel).

Ajuste y comentarios finales

Para que la lectura sea correcta, el circuito debe ajustarse de la siguiente forma:

— Compruebe que la tensión de alimentación entregada por el 723 es la correcta (6,5 V). De ser necesario, puede ajustarla modificando R9/R10.

— Sustituya el sensor por un condensador de 118 pF y ajuste C4 hasta obtener la mínima tensión de salida.

— Conecte un condensador de 159 pF en lugar del sensor de humedad y obtenga la máxima indicación (1 V) ajustando P1.

— Después de montar el sensor (¡cuidado con la capacidad paralela originada por los cables!) se ajusta C4 hasta conseguir la correcta indicación de una humedad conocida.

En el caso de que el lector no posea condensadores de tal capacidad (realmente infrecuente), el circuito puede calibrarse ajustando las dos humedades extremas (muy débil y muy acusada). Para la humedad más reducida se ajustará C4, mientras que para la humedad superior el ajuste corresponderá a P1. Como quiera que ambos ajustes son interactivos, el proceso habrá de repetirse en varias ocasiones.

La salida puede leerse de diversas formas, por ejemplo con un voltímetro digital de los publicados en Elektor. En la práctica puede emplearse cualquier otro tipo de voltímetro

Lista de componentes:

Resistencias:

R1, R2 = 470 k 2%
 R3 = 150 Ω
 R4a, R4b = 15 k 2%
 R5 = 10 k 2%
 R6 = 820 k 2%
 R7 = 1k2
 R8 = 12 k
 R9 = 68 Ω
 R10 = 1 k
 P1 = ajustable 10 k

Condensadores:

C1 = sensor de humedad (Doram)
 C2, C3 = 47 p p100
 C4 = 3...40 p trimmer
 C5 = 68 p
 C6 = 22 p p100
 C7 = 220 n
 C8 = 10 μ /16 V tántalo
 C9 = 100 p
 C10 = 10 n

Semiconductores:

IC1, IC2 = HEF 4001B
 IC3 = 723
 D1 = BA 221 (1N4148)

o medidor cuya impedancia de entrada no sea inferior a 1 Megaohmio. Puede optarse incluso por un instrumento de bobina móvil (50 μ A, 1K); éste se conectará en serie con una resistencia de 19,6 K entre el punto común de P1/R4 y masa. Esta resistencia de semejante valor puede obtenerse en la serie E-48 y debe poseer una tolerancia del 2%.

Si pretende conectar un voltímetro digital cuya impedancia de entrada sea inferior a 1 M, tendrá que modificar R7 de tal forma que la resistencia total del montaje paralelo sea de 19,6 K. Una solución eficaz y atractiva consiste en utilizar como visualizador de salida un indicador luminoso lineal (barrográfica). M



IPROM

una memoria RAM no volátil

¿Qué aficionado a los microprocesadores no ha deseado en alguna ocasión «congelar» en la propia memoria RAM los datos almacenados? ¿Es posible conseguirlo?... A partir de ahora sus deseos no van a ser más que una simple realidad. Elektor ha diseñado un circuito de memoria viva (RAM) cuyo consumo de corriente en reposo es tan reducido que es posible dotarlo de una pequeña alimentación autónoma, por medio de pilas. Dado el particular funcionamiento de este dispositivo, le hemos otorgado la denominación de IPROM: memoria PROM «Instantánea»; en otras palabras, una RAM que se «fossiliza» bajo control.

La memoria de masa sigue siendo un soporte insustituible para el almacenamiento de datos, sea bajo forma de cassette, cinta magnética o disco. Las memorias permanentes de tipo «PROM» y «EPROM» han adquirido también la categoría de indispensables. Este no es el momento oportuno para detenernos en un análisis detallado de las numerosas virtudes de estos circuitos y, por qué no, de sus defectos e inconvenientes. En medio del trayecto que separa a los dis-

positivos complejos y rígidos de la inapetible volatilidad de las memorias vivas, existe una categoría que le invitamos a descubrir. La hemos bautizado como IPROM ya que ilustra claramente las características de esta novedad. Nuestra memoria se comporta como una perfecta memoria PROM ya que su contenido no se volatiliza al desconectar la alimentación del sistema del que forma parte. A su vez, admite operaciones de lectura y escritura dado que en esencia

1

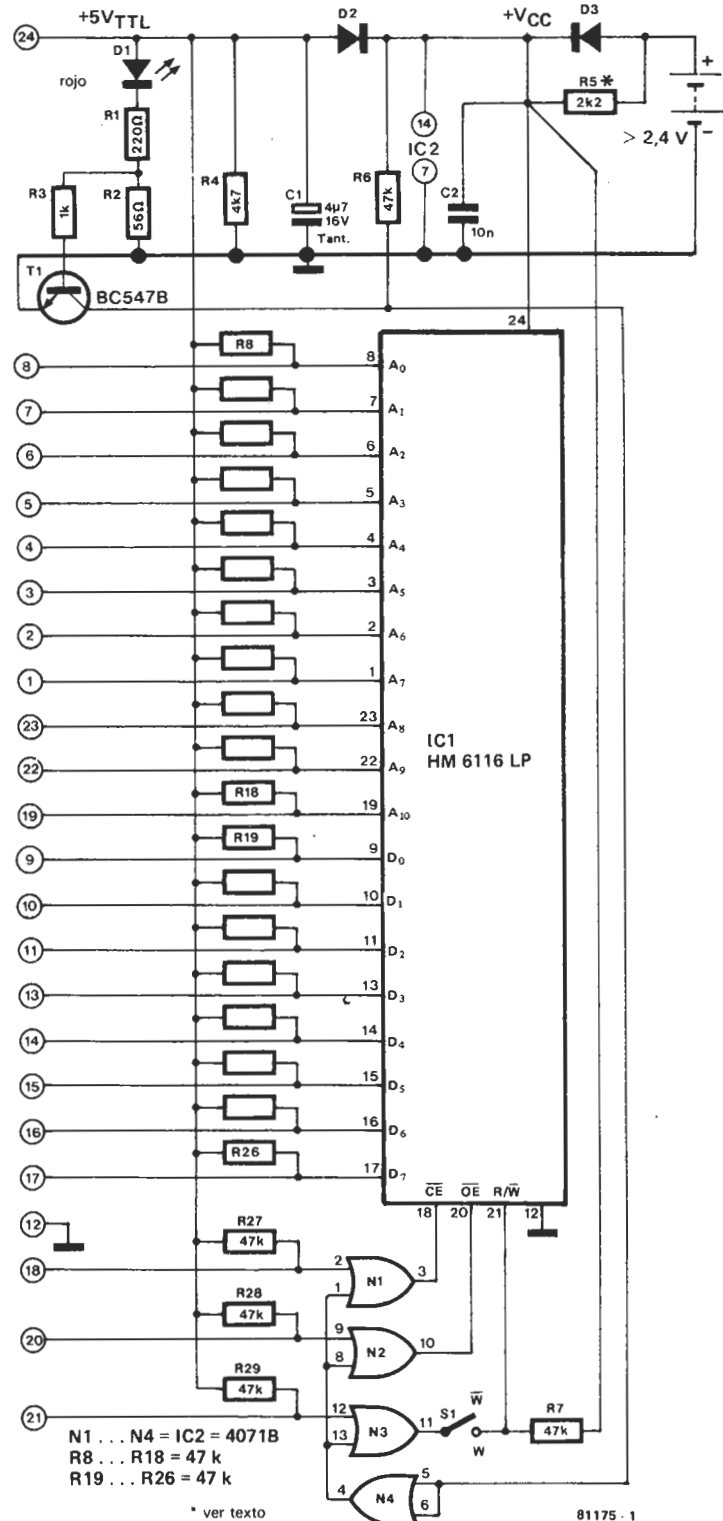


Figura 1. El esquema de la IPROM es de una simplicidad sorprendente; cuando desaparece la tensión de alimentación normal (del sistema), toma su relevo la alimentación autónoma incluida en el propio circuito IPROM.

no es más que una simple RAM. En definitiva, nuestra memoria se comporta como una PROM cuya programación fuera instantánea; adoptando la nomenclatura anglosajona, tradicional en el lenguaje electrónico, la memoria en cuestión debe obedecer al apelativo de IPROM (Instantly Programmable Read Only Memory).

Pasemos a ocuparnos de sus características técnicas. La capacidad de nuestra IPROM es de 2 K x 8 bits (2 kbytes) y su patillaje es

compatible con el de una memoria EPROM convencional del tipo 2716.

Las ventajas derivadas del empleo de la IPROM son numerosas. Por ejemplo, podrá sustituir a una ROM o a una EPROM, aunque sin perder ninguna de las propiedades específicas de las memorias RAM. La propiedad más interesante y atractiva es que la alimentación autónoma proporcionará la corriente necesaria para su mantenimiento, de tal forma que los da-

tos permanecerán memorizados cuando se desconecte la alimentación del sistema. No existe inconveniente alguno que impida el poder utilizar los datos memorizados por la IPROM en otro sistema distinto del inicial: basta con insertar la IPROM en el nuevo equipo. Otra posibilidad interesante consiste en utilizar la IPROM cargada de datos como «master» en un programador de EPROMs; una vez en el programador, estos datos podrán transferirse al interior de

2

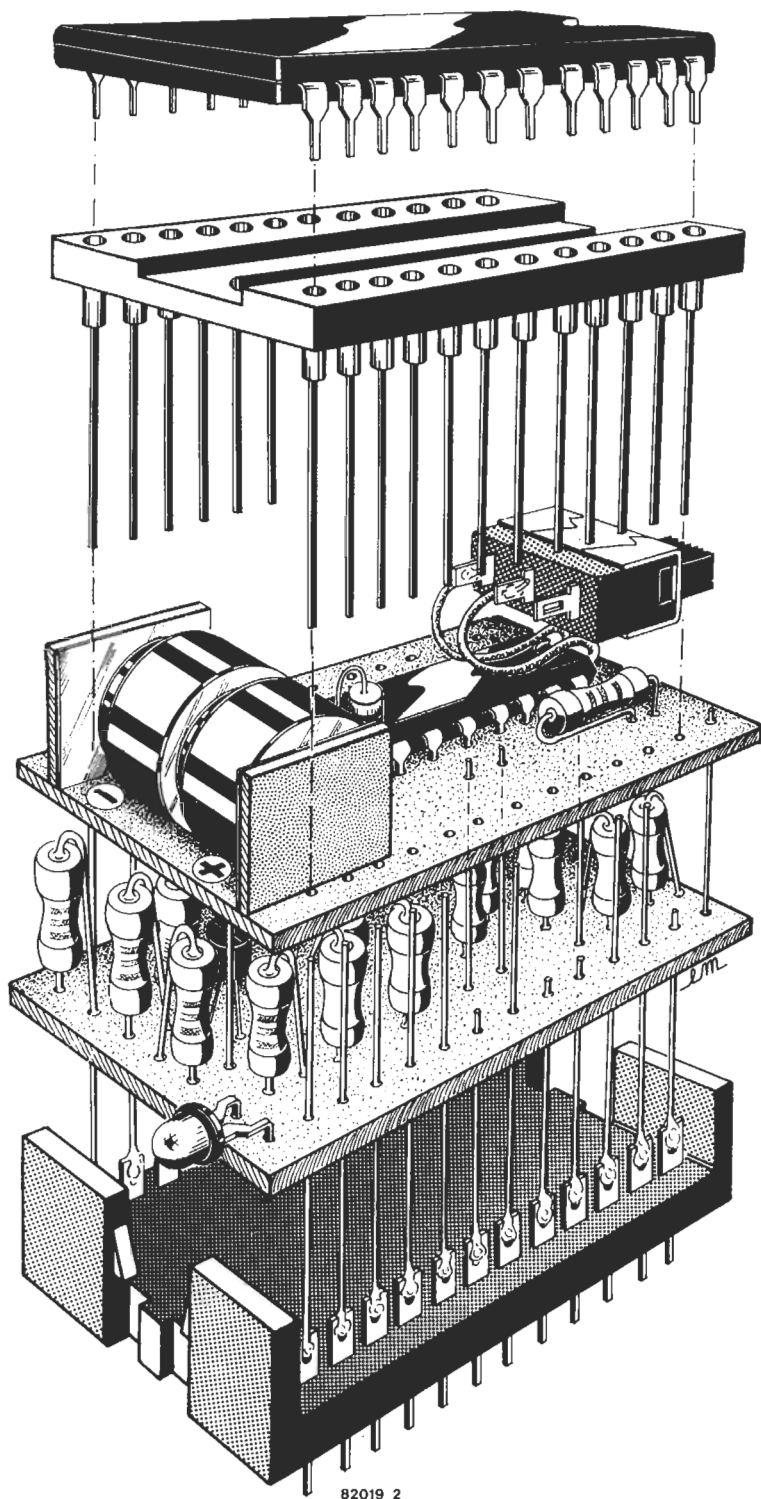


Figura 2. Ilustración detallada del montaje de la IPROM. La precisión que requiere el montaje no está precisamente al alcance del neófito de última hora. Antes de proceder a su construcción, es necesario analizar los detalles que aparecen en la figura.

Lista de componentes:

Resistencias:

R1 = 220 Ω
 R2 = 56 Ω
 R3 = 1 k
 R4 = 4k7
 R5 = 2k2 (sólo para células NICAD)
 R6 . . . R26 = 47 k
 todas las resistencias de 1/8 W

Condensadores:

C1 = 4 μ 7/16 V tántalo
 C2 = 10 n cerámico

Semiconductores:

D1 = LED rojo 3 mm.
 D2, D3 = DUG
 IC1 = HM 6116 LP
 IC2 = 4071

Varios:

S1 = interruptor deslizante miniatura
 zócalo 24-pin DIL
 zócalo 24-pin DIL zócalo tipo plug
 2 baterías tipo botón o células NiCad de 11,5 x 5 mm.
 Por ejemplo: V675 PX (quicksilver)
 V76HS (silver oxide)
 20 DK (NiCad)

3

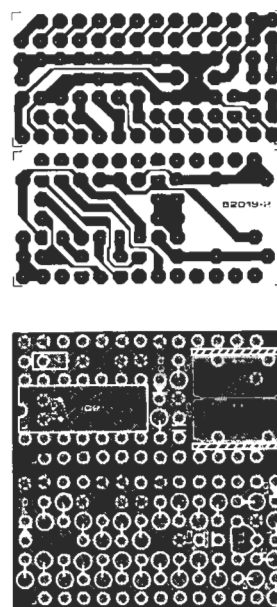


Figura 3. Diseño de los circuitos impresos con la serigrafía para la colocación de los componentes. Las dimensiones del circuito impreso de esta figura no corresponden a su tamaño real.

una 2716. Sus características son tan evidentes como atractivas. Veamos ahora la estructura del circuito que sintetiza este cúmulo de propiedades.

El circuito

La figura 1 reproduce el esquema de la IPROM. La RAM que hemos utilizado es una HM 6116LP fabricada por Hitachi. La estructura interna de este circuito integrado, además de su mínimo consumo en régimen de «standby», hacen que se preste perfectamente a nuestra aplicación.

Los datos se leen y escriben en formato de 8 bits (1 byte), compatible con cualquier sistema basado en un microprocesador de 8 bits. La corriente que absorbe el circuito en reposo se evalúa en micro-amperios, de ahí que dos simples pilas miniatura de tipo «botón» sean suficientes para alimentar al circuito durante meses. Es preferible aún utilizar células o acumuladores en lugar de pilas, acumuladores que serán capaces de suministrar la corriente necesaria durante años, a condición de que sean oportunamente recargados.

En régimen de funcionamiento normal, el circuito integrado se alimenta a través de la línea de +5 V del sistema basado en microprocesador al que esté asociado. Un LED de color rojo testificará el correcto funcionamiento de la alimentación. Las resistencias R1 y R2 determinan la corriente que atraviesa al LED y también el instante en el que T1 —atacado en su base por R3— pasará a estado conductor. Con los valores indicados, T1 conduce cuando la tensión de alimentación es superior a 4...4,5 V. En estas condiciones, el transistor lleva a las dos entradas de N4 a nivel lógico bajo, con lo que las entradas \overline{CE} , \overline{OE} y R/\overline{W} adoptarán el nivel lógico aplicado a los puntos de conexión 18, 20 y 21, a través de las puertas lógicas N1...N3. El interruptor S1 asociado a la línea R/\overline{W} se justifica por razones de seguridad: cuando está abierto, sólo quedan autorizadas las operaciones de lectura (R/\overline{W} a nivel lógico alto).

En el preciso instante en el que cae la tensión de alimentación, empieza a actuar la fuente autónoma; la RAM se alimenta ahora a través de D3 y a partir de las pilas o de los acumuladores de NiCad. El diodo D2 aísla la línea de alimentación procedente de las pilas o células de la línea de alimentación del sistema. Observando que T1 se bloquea en el momento en el que desaparece la alimentación del sistema, resulta obvio que las entradas \overline{CE} , \overline{OE} y R/\overline{W} recibirán un nivel lógico alto a través de D3, R6 y las puertas lógicas N1... N4; la RAM permanece inactiva... aunque «viva»!

Las resistencias R8...R29 no son absolutamente imprescindibles, si bien en la práctica se observa que la corriente que debe entregar la alimentación autónoma cuando todas las entradas están a un nivel lógico indefinido, es a la larga prohibitivo.

Anteriormente hemos indicado que el circuito IPROM es compatible, pin a pin (patilla a patilla) con las memorias EPROM 2716. La RAM utilizada es suficientemente rápida (250 ns más algunos nano-segundos de las puertas CMOS) para que permita su perfecta asociación a cualquiera de los microprocesadores actuales. En la IPROM existe una patilla que no es directamente

compatible con la correspondiente de una 2716. Se trata de la patilla 21 que en las 2716 está normalmente a nivel lógico alto, mientras que en la IPROM recibe la señal R/\overline{W} . Así pues, será necesario conectarla a la línea correspondiente por medio de un trozo de hilo de cableado.

La alimentación autónoma puede realizarse de diversas formas. Pueden utilizarse pilas de mercurio, de óxido de plata,... o dos acumuladores de NiCad de 11,5 mm. x 5 mm.; el circuito acepta cualquier de las posibilidades enunciadas.

Un dato importante: con las pilas debe omitirse la resistencia de carga R5. Esta sólo se incluirá en el circuito en el caso de que se opte por acumuladores. No hay que excluir el riesgo de explosión de las pilas convencionales en el caso de que se intenten recargar...

Montaje

La construcción del circuito IPROM se verá facilitada si durante el montaje se observan las indicaciones derivadas de la figura 2. La tarea no es excesivamente problemática, aunque no cabe la menor duda de que no es aconsejable para el neófito del bricolaje. Habrá que empezar soldando los componentes sobre los circuitos impresos. A continuación, el ensamblado se hará empezando de arriba hacia abajo. El tiempo que se suponga ahorrado en el montaje de un circuito semejante, se pagará normalmente bastante caro a la hora de ponerlo a funcionar.

Como se observa en el gráfico de la figura

2, hemos utilizado un zócalo de circuito integrado del tipo «wrapping», cuyas largas patillas facilitarán las delicadas operaciones de soldadura. Garantizar un buen contacto entre las pilas o acumuladores y los contactos del soporte no es precisamente una tarea trivial... Si está en su mano conseguir un adaptador para pilas con contactos de calidad, no dude en hacerse con él. El interruptor podrá fijarse en la superficie inferior del zócalo de la RAM.

El conexionado entre los circuitos impresos y el zócalo de inserción inferior empezará con la soldadura del circuito superior (al mismo tiempo que las patillas del zócalo de «wrapping»); la próxima tarea consistirá en la soldadura del circuito impreso inferior (el que incorpora las resistencias).

La última operación es la de insertar el circuito integrado de memoria RAM en su zócalo.

Cuando se utilice la IPROM no hay que olvidar en ningún caso que no debe retirarse de su zócalo mientras que no se desconecte la alimentación del sistema. La misma advertencia es aplicable a la inserción de la IPROM sobre su zócalo.

Si se utilizan pilas de tipo común, es conveniente cambiarlas al menos una vez al año, con el fin de evitar cualquier desagradable sorpresa. ■

4

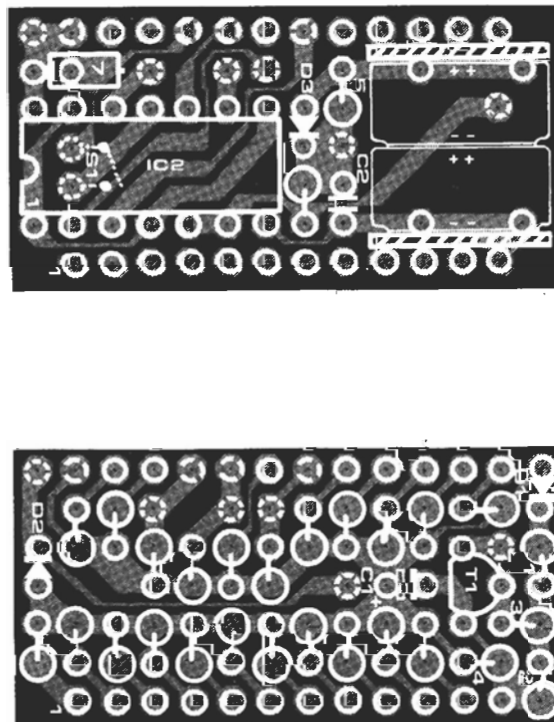


Figura 4. Ampliación de los circuitos impresos de la IPROM. Ambas tarjetas se separan y se montan una sobre otra. Los puntos correspondientes a las patillas 18, 20, 21 y 24 de los zócalos para circuito integrado no están conectados entre sí. Es preciso realizar diez conexiones suplementarias entre los puntos identificados por el símbolo \odot .

mercado

Nuevo ordenador de bolsillo sharp PC-1500

Mecanización de Oficinas, S.A. presenta en España el nuevo ordenador de bolsillo de la firma SHARP. El PC-1500, recién llegado a la familia de los ordenadores de bolsillo, creemos va a revolucionar el mundo de dichos ordenadores.

El PC-1500 dispone de teclado tipo QWERTY con posibilidad de letras mayúsculas y minúsculas, un lenguaje BASIC muy amplio y una extraordinaria impresora en colores con posibilidades gráficas tan elevadas que puede hacer las veces de plotter.

En aspecto exterior recuerda mucho a su hermana PC-1211. Las dimensiones son de 195 x 25,5 x 86 mm. El display de cristal líquido, matriz de 156 x 7 puntos direccionales independientemente, permite la visualización simultánea de 26 caracteres aunque puede almacenar sobre una línea 80 caracteres visualizables. Permite la visualización de mayúsculas, minúsculas y caracteres gráficos y especiales punto a punto como por ejemplo la letra ñ.

El teclado es de tipo QWERTY y numérico aparte. Teclas definibles y de desplazamiento de cursor automático.

Respecto a su arquitectura interna, el PC-1500 está concebido alrededor de un rápido microprocesador de 8 bits creado especialmente para la ocasión, con un reloj de 2,5 MHz. La memoria RAM es de 3,5 Kbytes ampliable a 7,5 y 11,5 Kbytes con módulos adicionales. El lenguaje BASIC está almacenado en 16 Kbytes de memoria ROM.

En cuanto al BASIC, el PC-1500 dispone de un lenguaje tan extenso como los ordenadores de sobremesa. Soporta varios tipos de variables y en este aspecto supera ampliamente a los ordenadores de su clase. Permite definir tablas numéricas o alfanuméricas de una o dos dimensiones, a ello hay que añadir la posibilidad de un completo tratamiento de literales mediante las funciones LEFTS, MIDS, RIGHTS, ASC, VAL, STRS, CHRS, LEN.

La duración de la visualización se modifica a voluntad a través de la instrucción WAIT pudiendo visualizar cualquier mensaje mientras se realizan los cálculos. Otra innovación para un ordenador de este tipo es la posibilidad de realizar gráficas dinámicas, dibujos, etc... a través de las instrucciones G_CURSOR, G_PRINT y POINT.

En el aspecto musical dispone de la instrucción BEEP que produce sonidos comprendidos entre 230 y 7000 Hz. (hasta 5 octavas) dando el número de veces que la nota será ejecutada, el período dando el número de veces que la nota será ejecutada, el período y la duración de la nota.

Es posible generar números aleatorios (RANDOM, GNR) y permite funciones lógicas (AND, OR, NOT). Se puede acceder

al reloj mediante la variable TIME, tanto en hora, día y mes.

Otras muchas instrucciones están disponibles: ON ERROR GOTO para el tratamiento automático de errores; ARUN que arranca un programa después de conectar el ordenador; TRON y TROFF para la ejecución paso a paso de los programas; utilización de números hexadecimales mediante el sufijo S; PEEK, POKE y CALL para la programación en lenguaje máquina; STATUS para ver la memoria libre, etc...

Entrando en el capítulo de los periféricos, el punto más sorprendente del conjunto es la impresora (CE-150). Es capaz de llevar a cabo trabajos que impresoras para ordenadores mayores son incapaces de realizar. Evidentemente la tecnología usada es muy elevada tratándose de informática de bolsillo. La calidad de esta tecnología es una de las características de SHARP.

La cabeza de la impresora es un «barrilete» con cuatro plumillas de distintos colores (azul, rojo, verde, negro). Puede trazar nueve tamaños de letras en trazo continuo. A todo ello se une un extenso conjunto de instrucciones: GL_CURSOR x, y para posicionamiento de escritura; LINE para trazar líneas continuas o discontinuas; ROTATE para seleccionar la dirección de impresión (derecha, izquierda, arriba, abajo); TEXT, GRAPH, LPRINT, LLIST, etc... Instrucciones muy útiles para la impresión de histogramas, trazado de curvas, gráficas, etc...

El sistema trabaja en coordenadas cartesianas X-Y con definición de origen y permite una impresión punto a punto (217 puntos por línea) en cuatro colores.

El PC-1500 permite trabajar con dos cassettes grabador-reproductor con las instrucciones de BASIC correspondientes, entre las que cabe destacar la MERGE y CHAIN que generalmente sólo se encuentran en sistemas mucho mayores.

Opciones para el PC-1500 son los módulos de ampliación de memoria RAM de 4Kbytes (CE-151) y el módulo de 8 Kbytes (CE-155) éste último de aparición en Julio-82. Otras opciones futuras son: extensión de 26 Kbytes ROM preprogramable con 2 Kbytes de memoria RAM, un interface RS-232C, conexión video, acoplador acústico, sintetizador de voz, etc.

Las aplicaciones de este sistema son innumerables: negocios, gestión, cálculos técnicos, aprendizaje de BASIC, estudiantes, composición musical, juegos, diseño asistido por ordenador, etc...

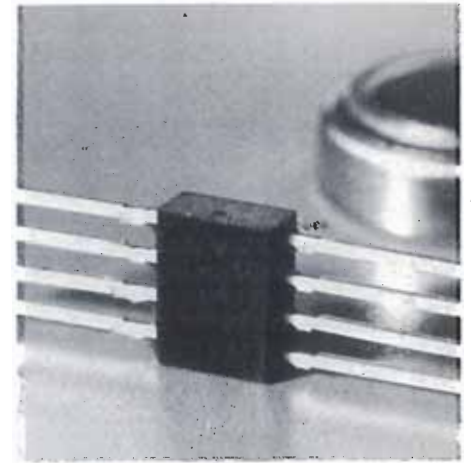
*Mecanización de Oficinas, S.A.
Avda. Diagonal, 431 bis.
Barcelona-36
Tel. 200 19 22*

Amplificador final de BF que trabaja a partir de 1 V

Tanto para los receptores de llamada colgados del cinturón como para los audífonos retroauriculares está concebido el nuevo circuito bipolar S 1531 de Siemens. Se trata de un amplificador de baja frecuencia, construido como potente módulo integrado que requiere solamente una tensión de ali-

mentación de 1,0 a 1,7 V, por lo que le basta una sola pila miniatura. La pila y el módulo pueden aplicarse entonces en un montaje extraordinariamente compacto. El circuito S 1531 se entrega por ahora en cápsula miniatura de plástico de ocho polos, a la que seguirá pronto una versión micropack. El nuevo amplificador de BF entrega una potencia de salida de 80 mW. Este valor está definido para un altavoz con toma central (2 x 4 ohmios) a 1,2 V. El margen de frecuencias alcanza de 200 a 5.000 Hz. El circuito del S 1531 consta de dos amplificadores diferenciales, de los cuales el primero tiene excitación asimétrica y realimentación negativa y presenta una ganancia de tensión de 20 dB.

El segundo trabaja con filtros pasabajo integrados que determinan la frecuencia de corte superior. Siguen luego unos amplificadores Booster controlados por corriente, así como una rama de realimentación negativa con la cual se fija en 40 dB \pm 3 dB la ganancia total del circuito.



Unos circuitos complementarios impiden que los transistores de la etapa de entrada lleguen a quedar en el margen de saturación. Así se obtiene la potencia máxima de salida con un bajo coeficiente de distorsión no lineal. Con ayuda de un circuito de regulación de corriente continua, la corriente de reposo de los transistores de salida se mantiene independiente de la temperatura. El amplificador se conecta con una tensión «silenciadora». Cuando falta ésta se desconecta el amplificador. La corriente de reposo es sólo de unos pocos microamperios.

*Siemens, S.A.
Dto. de Prensa y Comunicación
Apartado 155
Orense, 2. Madrid-20
Tel. 455 25 00 Telex 27769*

Nueva distribución de la firma SEMICONDUCTORES, S.A.

SEMICONDUCTORES, S.A., ha llegado a un acuerdo de distribución con la firma MINIWATT, S.A.

El contrato firmado por ambas partes en fecha 16 de Abril de 1982, contiene los siguientes puntos de interés:

A) El área comercial de SEMICONDUCTORES abarca todo el territorio nacional.

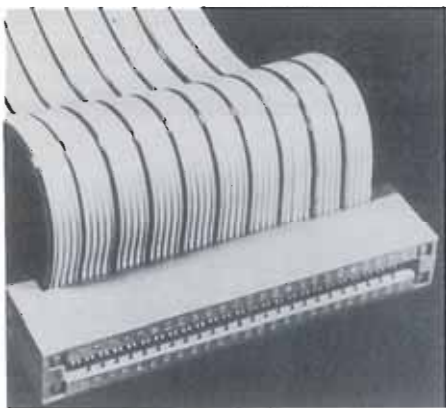
B) Los productos contenidos en este acuerdo proceden de MINIWATT, PHILIPS y SIGNETICS, y en principio están destinados al sector profesional, tanto por el usuario, como por sus aplicaciones. SEMICONDUCTORES, S.A. sigue con esta nueva distribución, ampliando sus líneas. Las Compañías que representa, (SYNERTEK, G.T.E. Microcircuits, RAYTHEON, ROBINSON NUGENT Y REMEX), se complementan entre sí, ofreciendo una amplia gama de productos de tecnología avanzada.

SEMICONDUCTORES, S.A.
Rda. General Mitre, 240
Tel. (93) 217 23 40
Telex 97787 SMCD E
Barcelona-6

Du Pont Berg Electronics presenta la nueva serie de conectores Edge-Card II

Du Pont Berg Electronics ha lanzado un nuevo conector Edge-Card para conectar cable a placa de circuito. Denominado «Quickie» Edge-Card II, este conector está diseñado para montaje en cable plano de conductor redondo de paso de 1.27 mm. (0,050 pulgadas) y conectarse con placas de circuito impreso de 0.062 pulgadas de grosor con pistas espaciadas a 2.54 mm. (0.100 pulgadas).

Los contactos bifurcados del conector Edge-Card II proporcionan una fuerte conexión a la placa de circuito impreso, asegurando una interconexión eléctrica fiable. Los contactos mantienen excelentes características elásticas y elevada fuerza normal después de repetidos ciclos de inserción y extracción.



Para flexibilidad de diseño, los conectores de Berg «Quickie» Edge-Card II existen en tres tipos: con asas para fijación, con ranuras para fijación y sin asas para fijación. Se suministran en 11 tamaños desde 10 a 64 posiciones.

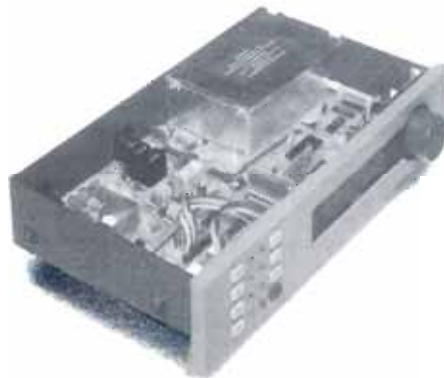
El diseño de la cubierta permite encadenar varios conectores a un mismo cable.

Tomas PRAT
DU PONT IBERICA, S.A.
Division Berg Electronics
C/Tuset, 23, 3.º
BARCELONA-6
Tel. (93) 200 73 11/209 60 33
Telex. 52 287/51 208

El FM4: un nuevo receptor de FM de la firma QUAD

La firma inglesa QUAD, representada en España por EAR, amplía su línea de audio con un nuevo sintonizador de FM, el QUAD FM4. Este nuevo producto se incorpora al equipo constituido por el previo QUAD44 y el amplificador QUAD405 y, según las previsiones de distribución, llegará a los establecimientos especializados en alta fidelidad durante el mes en curso.

La calidad de los equipos QUAD, creados en torno al amplificador de potencia QUAD405, ha sido ampliamente reconocida a nivel internacional.



El amplificador Quad405, está diseñado para ser utilizado en instalaciones de uso doméstico con altavoces de un rendimiento inferior al normal, también es igualmente adecuado para usos profesionales.

El Quad405 utiliza un circuito de salida de «Current Dumping», un invento de Quad que elimina muchos de los problemas asociados a los amplificadores de transistores.

La base del Current Dumping es la adición de una señal diferente a la salida de un amplificador, que cancela exactamente la distorsión producida por el amplificador. Aunque es relativamente fácil el añadir una corriente de error a la señal sin interacción según el invento de Harold Black, esto es mucho más difícil hacerlo en términos de tensión. Los altavoces necesitan una alimentación estable y éste principio no ha tenido aplicación satisfactoria en los amplificadores de audio.

Lo que Quad, ha hecho —no tan sencillo



como parece— es producir un amplificador de corriente controlada, aplicando un tipo especial de corrección del error de corriente y entonces aplicar el retorno de señal para convertir el conjunto en un amplificador de voltaje. Existen dos amplificadores, uno de baja potencia y elevada calidad y otro de gran robustez. El de baja potencia controla los altavoces todo el tiempo, haciendo el amplificador de alta potencia la mayor parte del trabajo. Los transistores de gran potencia dan un valor aproximado de señal y el de baja potencia y elevada calidad es el que se encarga de dar la exacta señal. El resultado es que la calidad depende únicamente del rendimiento de un amplificador de alta calidad y baja potencia junto con 4 componentes pasivos. Cuando está correctamente diseñado, toda la distorsión en la etapa de salida se reduce a cero.

Las ventajas de éstas técnicas son que se puede fabricar un amplificador de un rendimiento muy elevado sin utilizar sistemas de salida frágiles.

No existe ningún problema de polarización de frecuencias de cruce, no se requiere ninguna alineación o ajuste para obtener un óptimo rendimiento y nada puede desajustarse durante su utilización. En caso de fallo de un componente puede llevarse a cabo la reposición y el rendimiento se restaura sin reajuste.

El Quad405 se utiliza generalmente con la unidad de control pero también se le pueden acoplar otras fuentes de señal. Dado que el amplificador no tiene controles, puede colocarse fuera del alcance de la vista siempre que el lugar esté ventilado.

Se ha tenido gran cuidado para asegurar que la elevada salida de potencia del 405 no aumente el riesgo de daño del altavoz. A pesar del acoplamiento directo, puede darse una corriente continua secundaria que es eliminada trabajando incluso a elevadas potencias. Lleva acoplado un filtro de paso fijo para prevenir señales subsónicas que alcanzan al altavoz.

En el caso muy improbable de que se rompa algún componente, la salida a los altavoces es instantáneamente interrumpida por un circuito cerrado de corriente.

No todos los altavoces pueden resistir la salida de potencia del 405, por ello, este amplificador tiene un limitador de potencia ajustado en su interior para ser utilizado en estos casos. El altavoz electrostático de Quad puede utilizarse con este limitador de potencia.

El sintonizador de FM, QUAD FM4, posee unas características de calidad equiparable al resto de los equipos de la línea QUAD e incorpora un total de 7 teclas de selección de frecuencias presintonizadas y memorizadas. Una particularidad muy notable radica en la presencia de un microprocesador especializado, de diseño exclusivo, que se ocupa de gestionar y controlar los circuitos de muting, CAF y la memoria de sintonía

mercado
WUGLCSQJO

mercado

en la que están almacenadas las frecuencias de las emisoras presintonizadas.

EAR
H. Fournier, 21
Apdo. 88
Vitoria
Telef. 253411
Telex. 3162 EAR E

Nuevas memorias para el sistema AMS: 256 Kbytes con módulos de 64K

Para su sistema modular AMS de microcomputadoras en tamaño doble europeo presenta Siemens ahora un módulo compuesto por tres docenas de memorias de 64K (MOS-RAMs dinámicas tipo HYB 4164), producidas en sus propias fábricas. La nueva memoria AMS (tipo AMS-D154) tiene una capacidad de 256 kbites y se conecta al sistema AMS a través de un bus residente. La capacidad de memoria puede ser multiplicada utilizando módulos paralelos. Capacidades grandes se necesitan al haber problemas matemáticos muy extensos, para los cuales se presta por excelencia el sistema AMS, apto para multicomputadoras. Un buen ejemplo son los sistemas de control para trenes de laminación y para vías transferidas de motores de automóviles.

El módulo AMS-D154 con 36 memorias de a 64 kilobits es apropiado para la operación por palabras y por bytes. La dirección inicial del área de memoria de 256 kbytes puede ajustarse en los módulos como múlti-

plio cualquiera de 4 kbytes. Gracias al control programable se pueden aplicar RAMs dinámicas de diferentes velocidades. Un ciclo de regeneración produce un retardo máximo de 450 ns. En el más desfavorable de los casos —cuando se solicitan sincrónicamente regeneración y escritura/lectura— se prolonga la duración del programa en 3% a lo sumo.

La nueva memoria AMS tipo D154 de 256 Kbytes será presentada por primera vez a los interesados en la Feria de Hannover de este año. Para los usuarios que necesitan memorias de capacidad inferior se dispone también de módulos de 128 kbytes (D153) o de 64 kbytes (D152). Estos están dotados entonces de memorias de 16K (tipo HYB 41167). Común a todos los módulos AMS es el tamaño doble europeo, de 233 x 160 mm.

Siemens, S.A.
Dpto. de Prensa y Comunicación
Apartado 155
Orense, 2. Madrid-20
Tel. 455 25 00. Telex 277 69

Jornadas en ADAMICRO análisis y síntesis de voz

Como resultado del creciente interés que el tema del análisis y síntesis de voz está despertando en todos los niveles, la Asociación para el Desarrollo de la Tecnología y Aplicaciones de los Microprocesadores (ADAMICRO) junto a la Dirección General de Electrónica e Informática y el Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial (CDTI), han organizado una Mesa Redonda sobre el mencionado tema.

Esta reunión ha tenido lugar el pasado día 5 de Marzo en la sede social de ADAMICRO. Se ha contado con la presencia de personas y entidades que están trabajando en este tema o están directamente interesadas en su aplicación industrial.

Por parte de la Administración asistieron

representantes de la Dirección General de Electrónica e Informática del Ministerio de Industria y Energía y de la Dirección General de Navegación Aérea del Ministerio de Transportes, Turismo y Comunicaciones y del Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial (CDTI). Como entidades universitarias que realizan trabajos en estos temas estuvieron: la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de Madrid, la Facultad de Ciencias de Granada y el Centro de Informática de la Universidad de Valencia. Finalmente como empresas posibles receptoras de la tecnología participaron: Amper, Dimetronic, Dycec, Isel y Tecnojusa. Además estuvo presente ADAMICRO.

La reunión se desarrolló en forma de un animado diálogo en el que cada uno de los presentes expuso su posición en el Análisis y Síntesis de Voz.

Quedó de manifiesto la existencia de grupos de trabajo en diversas instituciones que están realizando estudios y desarrollos sobre el tema, con resultados concretos que avalan su experiencia y pueden ser el soporte para acciones más profundas que puedan planearse.

Entre las líneas de trabajo que se mencionaron resaltamos las siguientes:

- Síntesis con vocabulario limitado.
- Síntesis a partir del texto.
- Reconocimiento de mensajes.
- Reconocimiento continuo de un discurso.
- Ayuda a disminuidos físicos.

Por parte de las empresas, posibles receptoras de la tecnología, se manifestó interés en diversos equipos o aplicaciones que pueden liberarnos de alguna dependencia exterior.

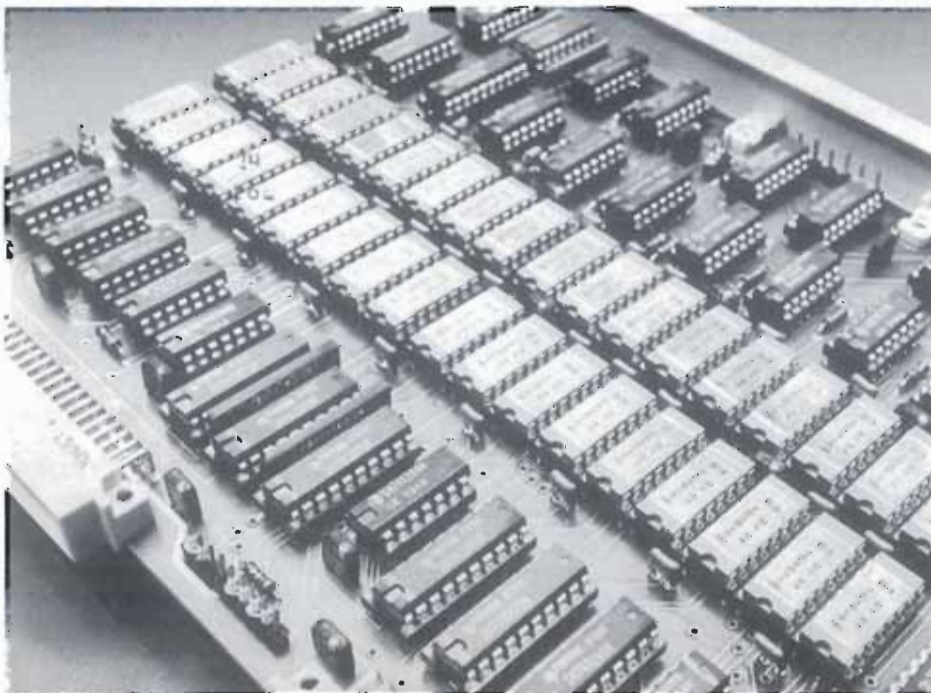
- Ayuda a disminuidos físicos.
- Automatización de la megafonía ferroviaria.
- Emisión automática de indicaciones meteorológicas (VOLMET).
- Juguetería, tanto en emisión de voz, como en reconocimiento de órdenes.

El animado diálogo motivó un cambio de impresiones y planteamientos de los que cada uno pudo tomar ideas y sugerencias para su actividad.

Los participantes manifestaron su interés en la realización de reuniones posteriores donde seguir profundizando en las vías y métodos de actuación de cara al desarrollo nacional de esta tecnología.

ADAMICRO está interesada en recoger la inquietud relacionada con el tema y ruega a todas las personas o centros que participen en desarrollos o empresas que consideren de interés la aplicación de estas técnicas, que se pongan en contacto con la Asociación con vistas a acoger sus opiniones o planteamientos en la próxima reunión.

ADAMICRO
Edificio Gan
C/Ramírez de Arellano, s/n
Madrid-27
Tel. 413 31 13/413 31 46





ACTRON
Actividades y
Componentes
Electrónicos S. A.

Tienda: c/ Maudes, 15
Telfs: 254 68 04-03, 254 91 00-09
Madrid-3

COMPONENTES
ELECTRONICOS



**ELECTRO-KIT
MONCLOA**

Gaztambide, 48 - Teléf. 449 30 06
MADRID-15

INDICE DE ANUNCIANTES

Aceros Hamsa	E-20
Actrón	E-11
Clarivox	E-05
Comelta	E-07
Digital	E-18
Diotrónico	E-09
Electro Kit Moncloa	E-11
Microtec	E-11
Promax	E-10
Ratelson	E-06
Rétex	E-11
Romaní i Fanés	E-08
Siemens	E-19
Sitisa	E-15

MICROTEC, S.A.

SU COMPUCENTRO EN GOYA

VIC-20 COMMODORE, IMPRESORA, ETC.
EL SINCLAIR ZX81

LIBROS, REVISTAS, DISKETTES, PROGRAMAS, ETC.

SERVIMOS A PROVINCIAS

Duque de Sesto, 30. Madrid-9. Teléf. 431 78 16



VESTIMOS SUS MONTAJES

RETEX BOX

SOLICITE CATALOGO GRATUITO

RETEX, S.A.
C/ Nazareth, s/n
Tel. (93) 335 55 62
HOSPITALET (Barcelona)

P.º de la FLORIDA, 31
Tel. (91) 248 64 63
MADRID-8



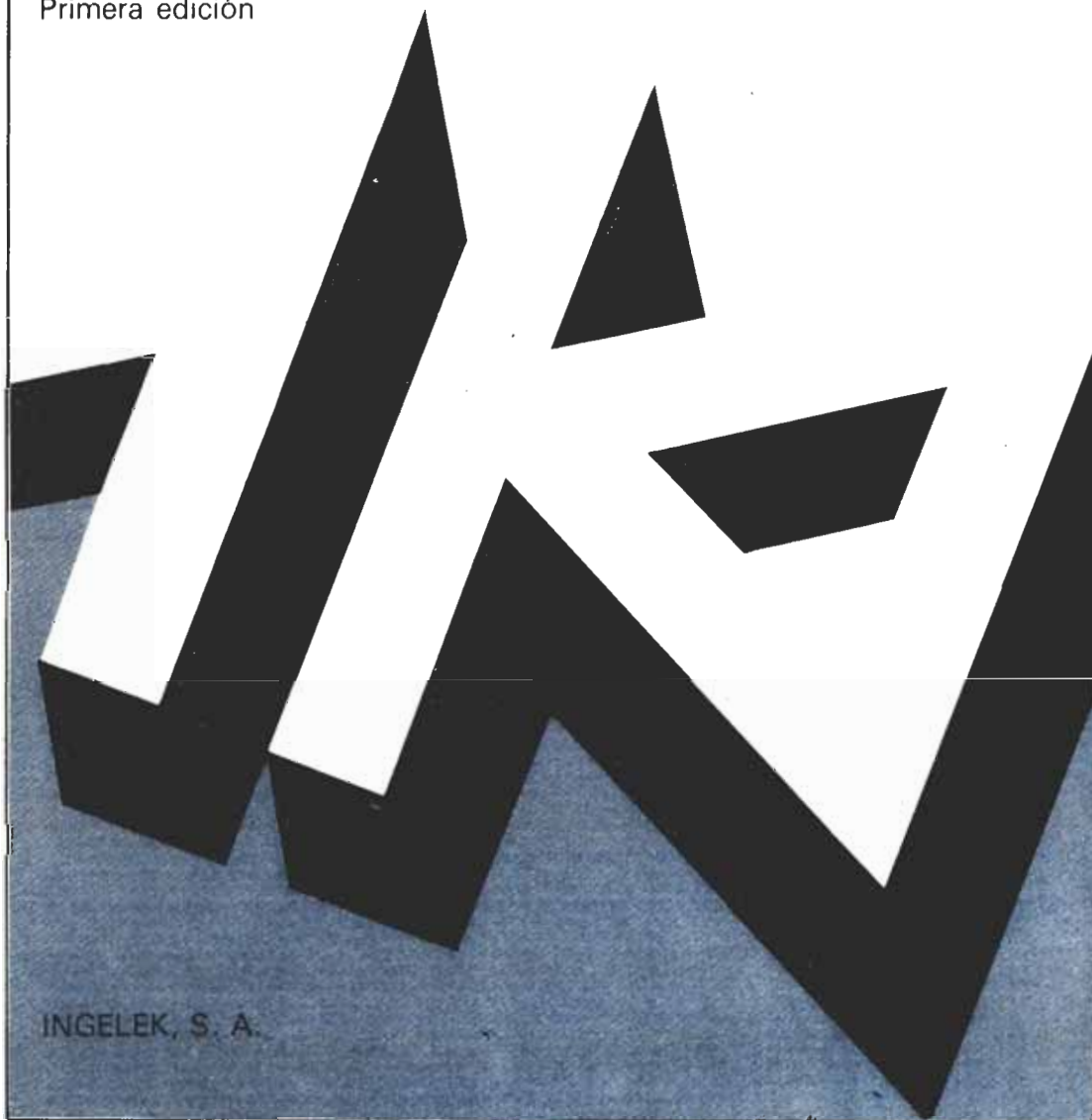
Servicio libros de Elektor

Para iniciarse en la electrónica
o refrescar conocimientos

curso técnico

de introducción
a la electrónica

Primera edición



P. V. P.: 575 ptas.
Suscriptores: 500 ptas.

INGELEK, S. A.

Escrito en el estilo claro y conciso tradicional de «Elektor», este libro será de gran utilidad tanto para los principiantes que quieren introducirse en el apasionante mundo de la electrónica como para los profesionales que quieran refrescar sus conocimientos básicos. El curso técnico de introducción a la electrónica le proporcionará la máxima información sobre los circuitos fundamentales de la electrónica con un mínimo de teoría y de fórmulas.

ENCUESTA ELEKTOR

¿Qué opina de nuestra revista elektor?

Esta es una cuestión a la que algunos de nuestros lectores han aportado una respuesta espontánea a través de sus cartas, unas con palabras de aliento y otras con alguna que otra sugerencia que agradecemos encarecidamente. Después de dos años de andadura, nos parece oportuno solicitar la opinión de todos nuestros lectores para que ELEKTOR avance, mes a mes, en la línea que definan sus propios destinatarios: los entusiastas de la electrónica, sean profesionales o aficionados. Esperamos contar con su inestimable opinión a través de sus respuestas a las cuestiones que pasamos a proponerle.

(Marque con una cruz la opción que prefiera).

¿QUE OPINA DE LOS ARTICULOS DE ELEKTOR?

	Muy bien	Bien	Regular
01-Selektor	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
02-Artículos teóricos	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
03-Montajes	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
04-Mercado	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

¿Qué temas le gustaría que tratáramos en el apartado SELEKTOR?

¿Qué opina del número de artículos teóricos publicados?
 05- Son pocos Suficientes Muchos

¿QUE TIPO DE ARTICULOS LE INTERESAN?

	Mucho	Normal	Poco
06- Instrumentación	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
07- Microprocesadores	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
08- Audio	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
09- Efectos luminosos	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
10- Fotografía	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
11- Juegos	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
12- Hogar	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
13- Radiofrecuencia	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
14- Divulgación	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
15- Automóvil	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
16- Música	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
17- Fuentes alimentación	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
18- Otros. Indique cuáles			

¿Qué tipo de artículos de montaje le gustaría ver en ELEKTOR?

¿Prefiere montajes simples o complejos?
 19- Simples Complejos

¿Construye los montajes descritos en ELEKTOR?
 20- Muchos Alguno Pocos Ninguno



¿Le ha resultado imposible adquirir algún componente utilizado en los montajes publicados en la revista?:
 21- SI NO

En caso afirmativo, indíquenos cuál es el componente problemático y el número de revista y página en el que aparece:
 22- Ref. componente: Revista núm.: Pág.:
 23- Ref. componente: Revista núm.: Pág.:

RESUMA SU OPINION SOBRE LA REVISTA ELEKTOR:

.....

Recorte o fotocopie la encuesta y envíela a nuestra redacción: ELEKTOR, Villanueva, 19; Madrid-1.

DATOS PERSONALES

Profesión Edad:
 Sexo: Hombre Mujer
 Lugar de residencia: Menos de 30.000 habitantes.
 De 30.000 a 100.000 habitantes.
 De 100.000 a 1.000.000.
 Más de 1.000.000.
 Provincia

LOS DATOS DE ESTE RECUADRO PUEDE CUMPLIMENTARLOS EL LECTOR QUE LO DESEE:

Apellidos
 Nombre
 Domicilio
 Localidad
 Provincia D.P.
 ¿Es suscriptor de ELEKTOR?: SI NO

ENCUESTA ELEKTOR

QUIEN Y DONDE • QUIEN Y DONDE

Establecimientos de electrónica distribuidores* de ELEKTOR

- ASTURIAS**
Sonytel. Fray Ceferino, 36. Oviedo. Teléf. 985/28 93 49.
- ALMERIA**
Sonytel. Hermanos Machado, 8. Teléf. 951/22 48 08.
- ALICANTE**
Blue Line. Moratin, 16. Teléf. 965/22 53 46.
- BADAJOS**
Sonytel. Avda. Villanueva, 15. Teléf. 924/23 32 78.
- BALEARES**
 Mahón.
Electrónica Menorca. Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/36 60 58.
- BARCELONA**
Berengueras. Diputación, 219. Teléf. 93/323 36 51.
Bertrán. Sepúlveda, 106-108. Teléf. 93/223 83 43.
C. E. Muntaner. Muntaner, 44. Teléf. 93/254 25 06.
 ***Diotronic.** Conde Borrell, 108. Teléf. 93/254 45 30.
Electrónica Falcó. S. Antonio M.^a Claret, 201. Teléf. 93/235 57 72.
Electronics. Diputación, 173. Teléf. 93/253 92 50.
Expocom. Villarroel, 68.
Guibernau. Sepúlveda, 104. Teléf. 93/223 49 12.
Metro Radio. Muntaner, 20. Teléf. 93/254 54 82.
 ***Radio OHM.** Muntaner, 57. Teléf. 93/253 86 96.
 ***Onda Radio.** Cran Vía, 581. Teléf. 93/254 47 08.
Radio Dalmau. Villadonat, 107. Teléf. 93/223 27 75.
Radio Wat. Paseo de Gracia, 126-130. Teléf. 93/218 24 47.
 ***Sum. Elec. Solé.** Muntaner, 14. Teléf. 93/323 13 08.
- Barcelonaers**
Suministros electrónicos Joma. Joan Prim, 122; Tarafa, 3. Teléf. 93/849 08 18
- Gavá**
Electrónica HS. S. Josep Oriol, 13. Teléf. 93/662 06 31.
- Igualada**
Electrónica BIT. Alba, 22. 93/803 69 62.
- Mataró**
Miliwatts. Meléndez, 55. Teléf. 93/798 69 62
- Vic**
Electrónica Sauquet. Guillerias, 10. Teléf. 93/886 39 75.
 ***Sum. Elec. Telstar.** Narcis Verdaguier i Ballis, 10. Teléf. 93/885 07 44.
- Villafranca del Penedés**
 ***Sum. Elec. Solé.** Luna, 8. Teléf. 93/892 27 62.
- BURGOS**
Electrosón. Conde Don Sancho, 6. Teléf. 947/22 70 10.
- CADIZ**
Sonytel. Gral. Queipo de Llano, 17. Teléf. 956/22 46 53.
Valmar. Ciudad de Santander, 8. Teléf. 28 10 69.
- Algeciras**
Delta Radio. Ctra. Málaga, 17. Teléf. 956/66 11 87
- Jerez**
Sonytel. José L. Díez, 7. Teléf. 956/34 47 08.
- CANARIAS**
RTV Alamo. Arcos, 36. Las Palmas de Gran Canarias.
- CASTELLÓN**
Casa Pruñomosa. Gobernador B. de Castro, 4. Teléf. 22 03 05.
I G Electrónica. San Roque, 33. Teléf. 21 01 23.
- CORDOBA**
Sonytel. Arfe, 3. Teléf. 957/23 45 74.
- LA CORUÑA**
Sonytel. Avda. Arteijo, 4. Teléf. 981/25 99 02.
Cetronic. Palomar, 2, bajo. Teléf. 981/27 26 54.
- El Ferrol**
Sonytel. José A. P. de Rivera, 37. Teléf. 981/35 30 28.
Cetronic, S. L. Rubalcava, 54. Teléf. 981/31 81 79.
- GERONA**
 ***Sum. Elec. Solé.** Santa Eugenia, 59. Teléf. 972/21 24 16.
Zener Electrónica. Zaragoza, 11; Gerona, Teléf. 972/20 93 68
- GRANADA**
Sonytel. Manuel de Falla, 3. Teléf. 958/25 03 51.
- Baza**
Electrónica Ojeda. Carretera de Granada, 23.
- SAN SEBASTIAN (Guipúzcoa)**
Electrosón. Reina Regente, 4. Teléf. 943/42 32 37.
- HUELVA**
Sonytel. Ruiz de Alda, 3. Teléf. 955/24 39 78.
- JAEN**
Sonytel. Avda. Madrid, 16. Teléf. 953/22 19 40.
- Linares (Jaén)**
Sonytel. Pasaje del Galmo, 3. Teléf. 953/69 17 15.
- LEON**
Electrosón. Avda. Facultad, 15. Teléf. 967/22 95 97.
- Ponferrada**
Radio Díez. Av. Portugal, 95. Teléf. 987/41 29 53.
- LERIDA**
 Cervera
Electrónica Cervera. Avda Catalunya, 88. Teléf. 973/53 03 62.
- LUGO**
Electrosón. Ramón Montenegro, 22. Teléf. 982/22 39 96.
Sonytel. Ronda G. P. Rivera, 30. Teléf. 962/21 72 13.
- MADRID**
Actron. Maudes, 15. Teléf. 91/254 68 03.
Alje. Plaza Príncipe de España, 2-post. Parque de Lisboa. Alcorcón.
Cosesa. Barquillo, 25. Teléf. 91/222 69 49.
Cuesta Electrónica. Juan Antonio Maroto, 31. Teléf. 91/778 76 29.
Eleco. Vital Aza, 34. Teléf. 91/407 38 08.
Electrocolor. Pinzón, 42. Teléf. 91/461 07 11.
Electrokit Moncloa. Gaztambide, 48. Teléf. 91/449 30 06
Electrónica Juan. Hervás, 31; Madrid-11.
Electrónica Vallehermoso. Vallehermoso, 80.
Electrosón. Duque de Sesto, 15. Teléf. 91/226 84 71.
Electrosón. Jorge Juan, 66. Teléf. 91/276 03 75.
Electrosón. Manuel Carmona, 4. Teléf. 91/472 28 29.
Electrónica Juan. Hervás, 3. Madrid-19. Teléf. 91/463 86 21.
 ***Electrónica Buen Suceso.** Buen Suceso, 20. Teléf. 91/248 03 29.
Electrónica Cruz. Cruz, 19. Teléf. 91/222 83 65.
 ***Electrónica Lugo.** Barquillo, 40. Teléf. 91/410 20 53.
Esmaes. Oca, 41. Teléf. 91/461 90 27.
EST. Oca, 40. Teléf. 91/461 43 07.
Esel. Embajadores, 138. Teléf. 91/473 74 82.
Galitronic. Galileo, 27. Teléf. 447 16 90.
Palco. José del Hierro, 44. Teléf. 91/267 16 90.
Radio Electra. Esteban Collantes, 37. Teléf. 91/407 29 52.
Sandoval. Sandoval, 4. Teléf. 91/445 18 33.
Sonytel. Maudes, 4. Teléf. 91/234 34 05.
Sonytel. Paseo de las Delicias, 97. Teléf. 91/227 52 06.
Electrónica Vallehermoso. Vallehermoso, 80. Teléf. 91/253 11 55
Trafalgar Electrónica. Alburquerque, 21. Teléf. 91/447 65 08.
Mafer TV. Granada, 53. Madrid-7.
Valtran. Jorge Juan, 77. Madrid-8.
Viloga. Componentes Electrónicos. Bustos, 9. Teléf. 91/251 83 81.
- MALAGA**
Sonytel. Salitre, 13. Teléf. 952/34 02 47
- MURCIA**
Mabcoe. Marqués de Corbera, 74.
- ORENSE**
Sonytel. Concejo, 11. Teléf. 988/21 35 62.
- PONTEVEDRA**
Electrosón. Santa Clara, 32. Teléf. 986/85 54 60.
Sonytel. Salvador Moreno, 27. Teléf. 986/85 82 72.
- Vigo**
Electrosón. Venezuela, 32. Teléf. 986/42 18 10.
Sonytel. Gran Vía, 52. Teléf. 986/41 08 24.
- SEVILLA**
Indutrónica. Aniceto Sáinz, 30. Teléf. 37 01 48.
Kommt Electrónica. S. Vicente de Paúl, 13. Teléf. 33 46 78.
- TARRAGONA**
 ***Sum. Elec. Solé.** Cronista Sesse, 3. Teléf. 977/22 27 20.
- VALLADOLID**
Electrosón. General Almirante, 6. Teléf. 983/33 10 85.
Sonytel. León, 2. Teléf. 983/25 21 10.
Isotronic. Juan de Juni, 5. Teléf. 983/33 88 50.
- VALENCIA**
Dinatron. Maná, 1. Valencia-9
Radio Cetra, S.L. Micer Mascó, 12. Teléf. 96/360 03 99
- Puerto Sagunto**
Electrónica Hi-Qua. Almendros, 21, bajo. Teléf. 247 24 19.
- VIZCAYA (Bilbao)**
Electrosón. Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/41 23 66.
- Baracaldo**
Electrosón. San Vicente, 18. Teléf. 94/37 69 25.
- ZAMORA**
Electrónica Rodríguez Diego. Ronda de la Feria, 27. Teléf. 988/ 52 19 04.
- ZARAGOZA**
Blay Cassette. San Lorenzo, 41-43.
Comercial Elec. Goya. Av. Goya, 83-85.
Sonytel. Corona de Aragón, 21. Teléf. 976/35 48 12.
AESA Sum. Electrónicos. Pedro Cerbuna, 9. Teléf. 35 11 62.

**Damos la bienvenida a los
nuevos distribuidores de elektor**

BARCELONA
San Baudilio de Llobregat
Imatge i So. Victoria, 98. Teléf. 93/661 48 54

Los establecimientos marcados con * distribuyen también las placas de circuito impreso del servicio EPS.

3

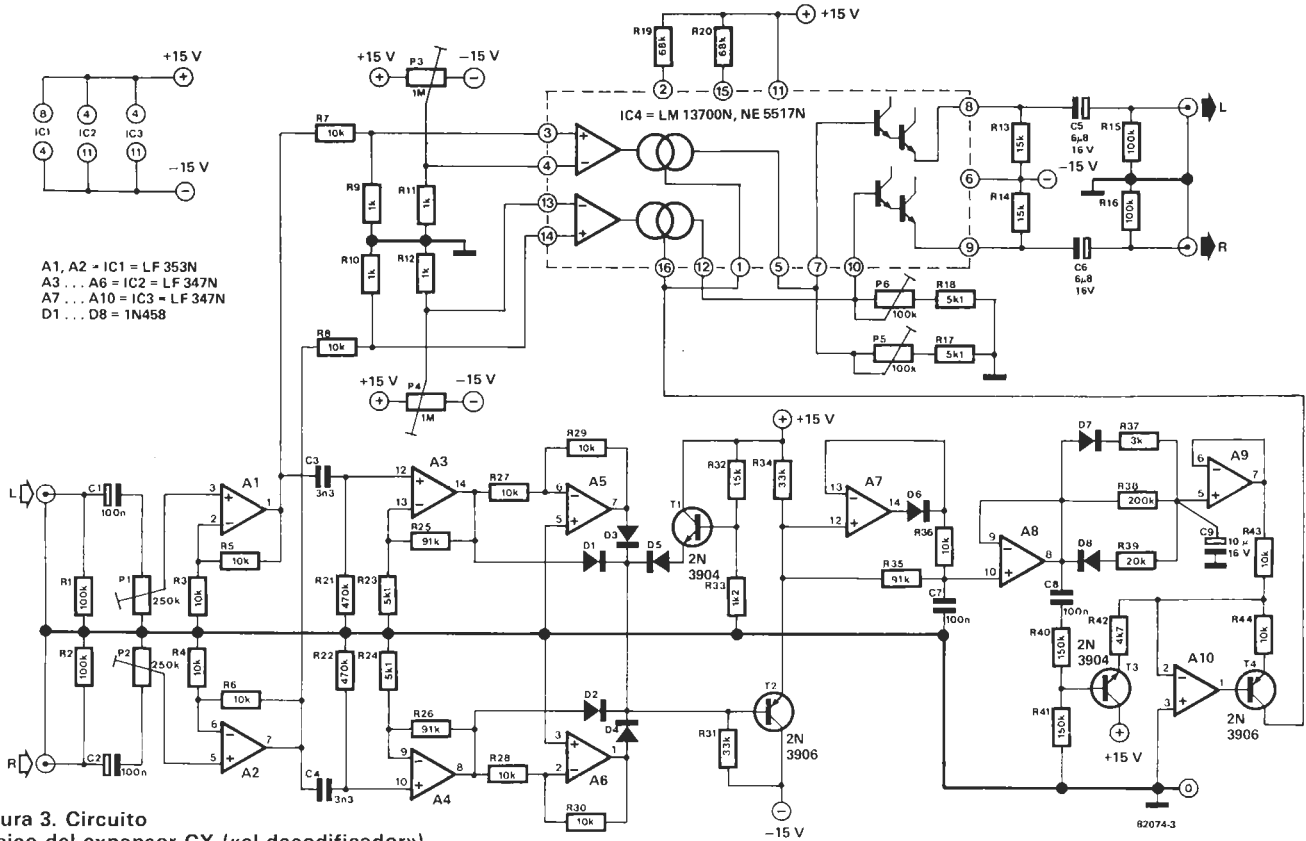


Figura 3. Circuito básico del expansor CX («el decodificador»).

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

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

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

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

El sistema reductor de ruido dinámico DNR

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

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

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

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

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



Servicio libros de Elektor

digi-libro 1

por H. Ritz

Este libro es una introducción, paso a paso, a los principios teóricos y aplicaciones de la electrónica digital.

Escrito en el estilo característico de Elektor, no requiere la memorización de fórmulas secas y abstractas, sino que por medio de explicaciones, el lector se va adentrando, sin esfuerzo, en los fundamentos de los sistemas digitales. Para la realización de los ejercicios prácticos el libro va acompañado de un **circuito impreso**, serigrafiado y de gran calidad.

Si quiere iniciarse en las técnicas digitales, éste es sin duda un buen primer paso.

PVP: 1.050 ptas.
Suscriptores: 900 ptas.

LIBRO 1: P.V.P.: 900 ptas.
Suscriptores: 800 ptas.
LIBRO 2: P.V.P.: 1.000 ptas.
Suscriptores: 900 ptas.

JUNIOR COMPUTER



LIBRO 1

El Junior Computer es un micro-ordenador basado en el microprocesador 6502 de Rockwell.

Todo aquél que desee familiarizarse con los (micro) ordenadores descubrirán con este libro un mundo fascinante. Tanto los principiantes como los profesionales tienen ante sí la posibilidad de construir y programar su propio ordenador personal, a un coste muy razonable.

LIBRO 2

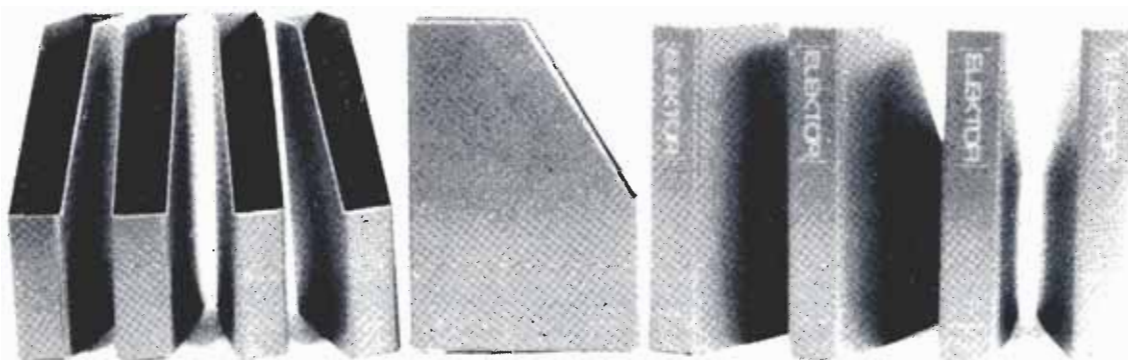
Después de los primeros pasos realizados a través del libro 1, el usuario del Junior Computer está ya capacitado para enfrentarse con la disección de los programas residentes en el «cerebro» del sistema. El análisis se extiende a todas las rutinas que componen el programa monitor, así como a los programas editor y ensamblador incluidos en la misma EPROM. Las operaciones de entrada/salida constituyen el objeto de un capítulo que aborda tanto la descripción interna de la PIA, como los métodos de programación.

¡a la venta!
estuche elektor 1982

estuche ELEKTOR para guardar sus revistas por años

No deje que se le pierdan...

Téngalas siempre a mano...



Una solución elegante...

ELEKTOR ha diseñado este estuche para que Vd. pueda conservar sus revistas perfectamente ordenadas sin que ello le impida consultarlas fácilmente.

En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente el número en el que se publicó la información que necesita en ese momento. A la vez su colección de ELEKTOR estará perfectamente protegida.

El estuche ELEKTOR no tiene ningún complicado sistema de sujeción. Vd. puede coger cada número por separado cuantas veces lo necesite.

El estuche puede pedirlo a través de su establecimiento de componentes, o bien directamente a ELEKTOR, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

¡No olvide indicar el año que desea!

ELEKTOR
Villanueva, 19
Madrid-1

Precio: 375 Ptas.



Apartado de Correos 8287
Azcona, 58 Entplta.
Tif: 255 95 54.
MADRID-28

ELECTRONICA PROFESIONAL, DISEÑO, MONTAJE Y MANTENIMIENTO DE EQUIPOS ELECTRONICOS

elektor kits

EK 9860 Medidor de valores de cresta	1.125 Ptas.	EK80084 Encendido transistorizado para coche	4.950 Ptas.
EK 9817 Voltímetro a leds con UAA 180	2.949 Ptas.	EK80097 Antirrobo astuto	1.223 Ptas.
EK 9465 Fuente de alimentación estabilizada de 1,2V a 25V, 2A	3.851 Ptas.	EK 9966 Elekterminal	19.350 Ptas.
EK 9398 Preamplificador PRECO (estéreo)	3.995 Ptas.	EK 9655 Teclado ASCII	18.012 Ptas.
EK79024 Cargador de pilas Ni-Cd	3.731 Ptas.	EK80072 Entrenador morse	3.890 Ptas.
EK80054 Modulador de voz y sonido	2.550 Ptas.	EK79088 Digifarad	6.511 Ptas.
EK 9401 Amplificador EQUIN (mono)	3.686 Ptas.	EK80502 Caja de música	5.545 Ptas.
EK 9743 Sistema automático para cambio de diapositivas	1.370 Ptas.	EK81110 Detector de movimientos	3.768 Ptas.
EK 9831 Fotografía de Kirlian	4.959 Ptas.	EK81000 Fuente de alimentación ampliada para el J.C.	4.403 Ptas.
EK 1473 Tren de vapor	1.269 Ptas.	EK81033 Interface para el J.C.	21.441 Ptas.
EK 1471 Silbato para tren de vapor	1.452 Ptas.	EK81112 Imitador electrónico	2.422 Ptas.
EK 9453 Generador de funciones	6.430 Ptas.	EK80060 Corosint	16.445 Ptas.
EK79077 Generador de sonidos	1.220 Ptas.	EK81094 Analizador lógico	23.790 Ptas.
EK 9827 Magnetizador	1.298 Ptas.	EK80068 Vocoder	57.385 Ptas.
EK 9927 Minifrecuencímetro digital	6.467 Ptas.	EK82004 Temporizador fotográfico	5.386 Ptas.
EK78065 Regulador de iluminación al tacto	1.746 Ptas.	EK81142 Criptófono	3.725 Ptas.
EK80089 Junior Computer	25.692 Ptas.	EK81123 Paristor	1.764 Ptas.
EK80045 Termómetro digital	8.516 Ptas.	EK81141 Extensión de memoria	10.360 Ptas.
EK79053 Quinielista electrónico	1.880 Ptas.	EK 81143 Ampliación ordenador juegos TV	19.920 Ptas.
EK80138 Vox	2.506 Ptas.	EK 81151 Medidor de continuidad	973 Ptas.
EK 9988 Golf de bolsillo	1.338 Ptas.	EK 81171 Contador de rotaciones	9.699 Ptas.
EK80016 Grillo electrónico	1.289 Ptas.	EK 82009 Mini-amplificador telefónico	2.341 Ptas.
EK 9987 Amplificador telefónico	3.680 Ptas.	EK 82010 Programador de EPROM	8.791 Ptas.
EK 9765 Inyector de señales	996 Ptas.	EK 81085 Mega vú-metro	11.657 Ptas.
EK81013 Economizador de gasolina	2.106 Ptas.	EK 81012 Matriz luminosa programable	17.894 Ptas.
EK80120 Tarjeta de 8K RAM + 16K EPROM	19.743 Ptas.	EK 81073 Disco-póster	4.374 Ptas.
EK 9897 Ecuallizador paramétrico (completo)	9.842 Ptas.	EK 81082 Amplificador de 200W	17.283 Ptas.
EK 9932 Analizador de audio	3.963 Ptas.	EK 81155 Modulador luminoso de 3 canales	5.067 Ptas.
EK 9984 Distorsionador	1.825 Ptas.	EK 82020 Mini-órgano	8.533 Ptas.
EK80031 TOP preamplificador (estéreo)	9.886 Ptas.	EK 79038 Ampliación páginas Elekterminal	7.716 Ptas.
EK80023-A TOP AMP 30W	5.024 Ptas.	EK 80065 Transportador de octava	1.651 Ptas.
EK80023-B TOP AMP 60W	5.304 Ptas.	EK 9823 Ionizador	2.925 Ptas.
EK79073 Ordenador de juegos TV	48.852 Ptas.	EK 80128 Trazador de curvas	905 Ptas.
EK 9967 Modulador UHF/VHF	1.960 Ptas.	EK 82015 Visualizador universal a LED	1.970 Ptas.
		EK 82069 Termostato para fotografía	3.230 Ptas.
		EK 82070 Cargador universal de NiCad	2.503 Ptas.
		EK 82017 Tarjeta de RAM dinámica	12.655 Ptas.
		EK 82005 Medidor de intervalo de exposición	1.140 Ptas.
		EK 81101 Programador de procesos	5.403 Ptas.
		EK 82019 IPROM	5.786 Ptas.

digilibro-1

**DIGILIBRO MAS MATERIAL ELECTRONICO
MATERIAL ELECTRONICO PARA DIGI-LIBRO-1**

**4.550 Ptas.
3.500 Ptas.**

formant

Es el montaje rey de los diseñados por ELEKTOR

El auténtico *SINTETIZADOR PROFESIONAL* de música en kit que hará las delicias de los amantes de la música electrónica.

Fuente de alimentación	6.362 Ptas.	ADSR	2.926 Ptas.
Interface teclado	3.623 Ptas.	DUAL VCA	4.335 Ptas.
Receptor interface	805 Ptas.	LFO	3.368 Ptas.
VCO	9.806 Ptas.	NOISE	2.626 Ptas.
VCF 12 dB	4.885 Ptas.	COM	2.750 Ptas.
VCF 24 dB	7.239 Ptas.	Teclado 3 octavas completo	10.134 Ptas.
RFM	7.652 Ptas.		

sección componentes

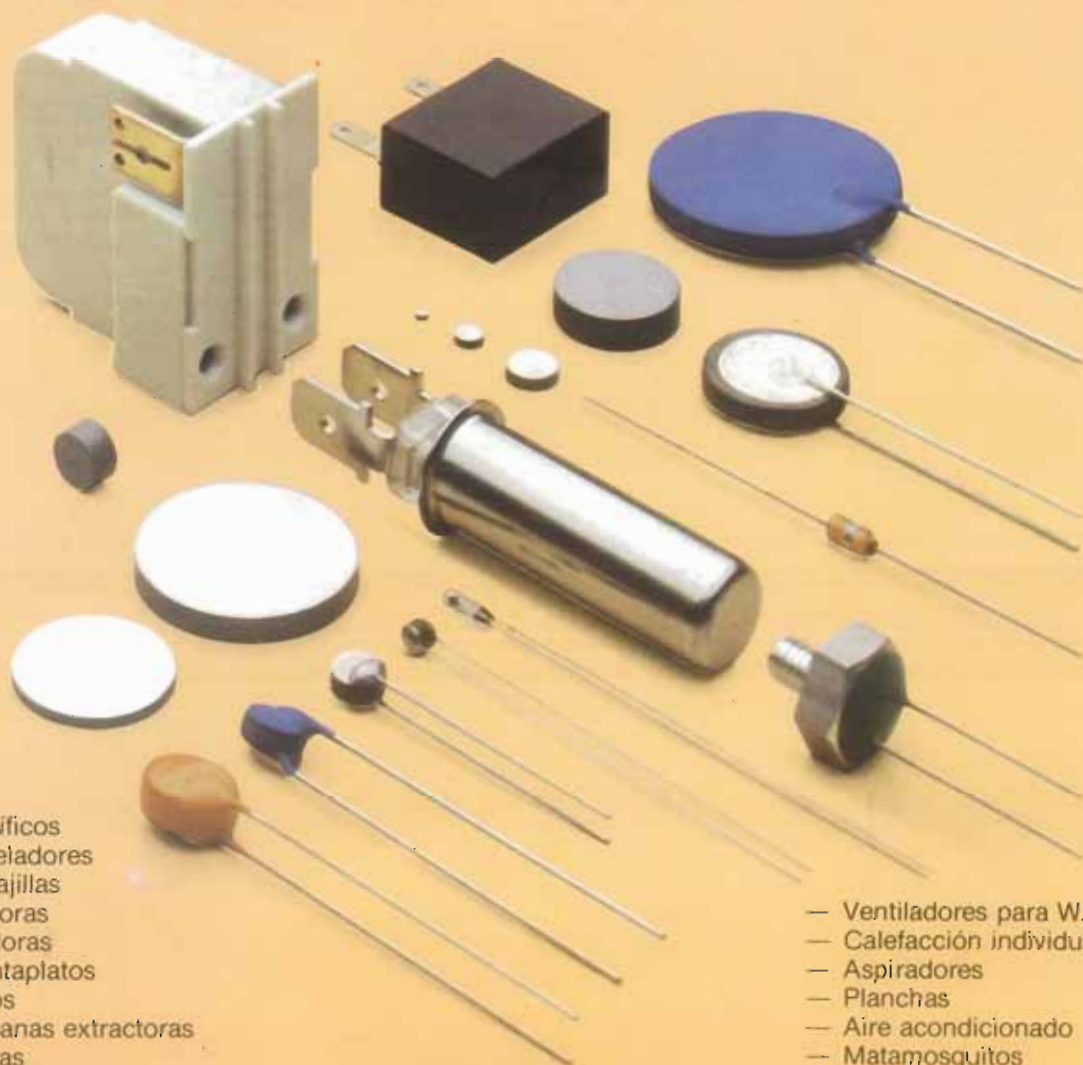
DIGITAL, S.A. pone a su disposición una amplia gama de componentes y material electrónico suministrable por correo.

EN STOCK:	XR2206	TL 074	2650 A	AY-3-1270	LM317K
	MK50398	TL 084	2636	6502	Display HP 7760
	BC516	LF 356	2621	6532	2708 programada
	BC517	LF 357	79GU	2114	Teclado Jr.Computer

Forma de PAGO: Giro postal o telegráfico ó
Contra reembolso con un recargo de 150 Ptas. en concepto de gastos de envío.

SIEMENS

¿Dónde puede Vd. emplear las termistancias?



- Frigoríficos
- Congeladores
- Lavavajillas
- Lavadoras
- Secadoras
- Calientaplatos
- Hornos
- Campanas extractoras
- Cocinas
- Máquinas de café
- Cuece huevos
- Freidoras

- Calentadores de agua
- Secadores de manos
- Afeitadoras

- Ventiladores para W.C.
- Calefacción individual
- Aspiradores
- Planchas
- Aire acondicionado
- Matamosquitos
- Secadores de pelo
- Alarmas
- Y un largo etcétera.

**Busque en Siemens su solución,
nosotros le ayudaremos a encontrarla.**

Siemens, S. A.
Orense, 2 - Madrid-20



ACEROS HAMSA

imanes permanentes
cerámicos y fundidos

CENTRAL: Ermengarda, 20 - Tels. 223 64 48 -
223 29 41 - Telex 51177 HAMSA-E - BARCELONA-14

DELEGACIONES Y ALMACENES:

MADRID

Ferrocarril, 11
Tel. 227 08 47

VALENCIA

Reina D.^a Germana, 21
Tel. 27 08 63

ALICANTE

Joaquin Orozco, 1
Tel. 22 12 15

EIBAR

Ubicha, 7
Tel. 71 35 48

VIGO

Serafin Avendaño, 2
Tel. 21 89 10

SEVILLA

Betis, 67 A
Tel. 27 17 29

ZARAGOZA

Calvo Sotelo, 41
Tel. 22 02 62

LAS PALMAS

Blasco Ibáñez, 35
Tel. 4 16 01