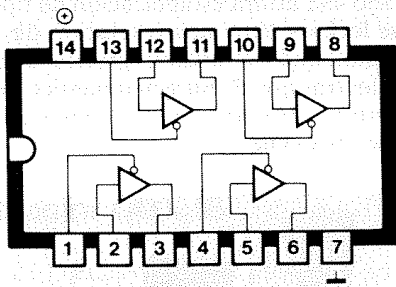


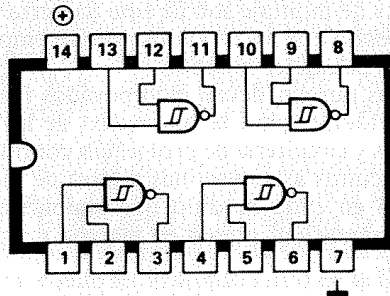
QUAD BUFFER (3-STATE)

74125



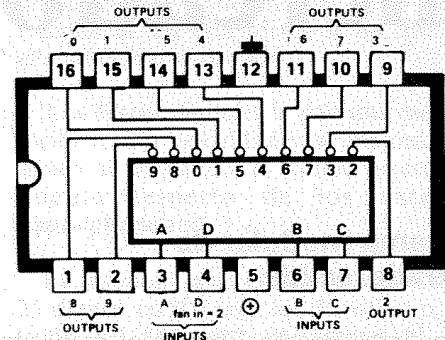
QUADRUPLE 2-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

74132



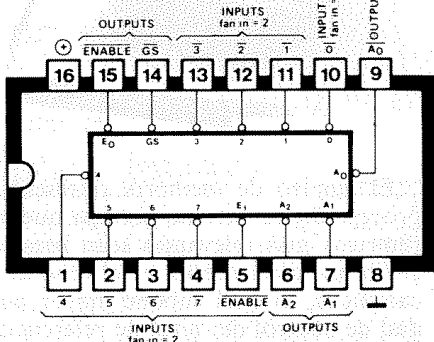
BCD-TO-DECIMAL DECODER/DRIVER
(outputs max. 60 V, max. 7 mA)

74141



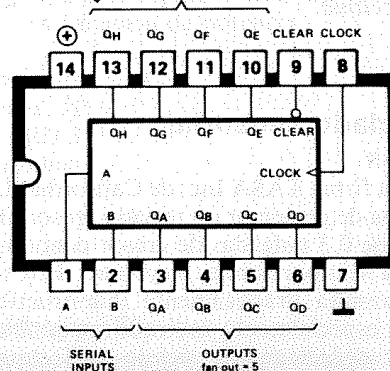
PRIORITY ENCODER

74148



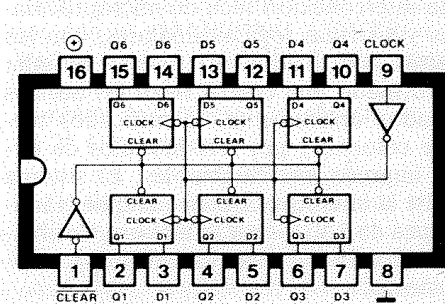
8-BIT SERIAL-IN PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

74164



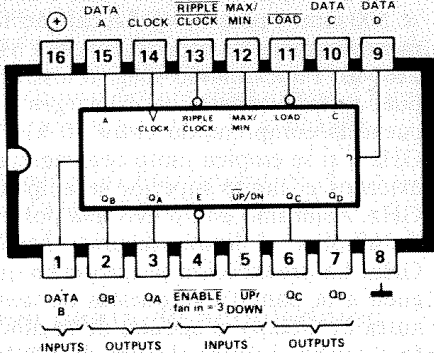
HEX D-FLIP FLOP WITH CLEAR

74174



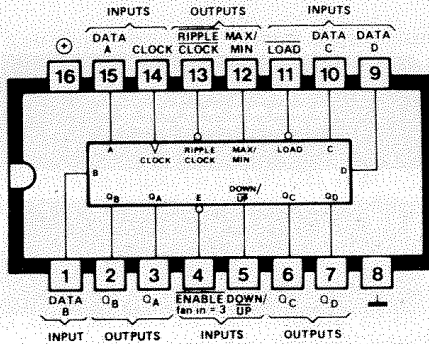
SYNCHRONOUS BCD UP/DOWN COUNTER WITH
UP/DOWN MODE CONTROL

74190



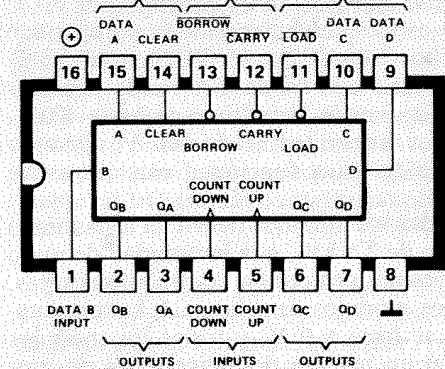
SYNCHRONOUS 4-BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

74191



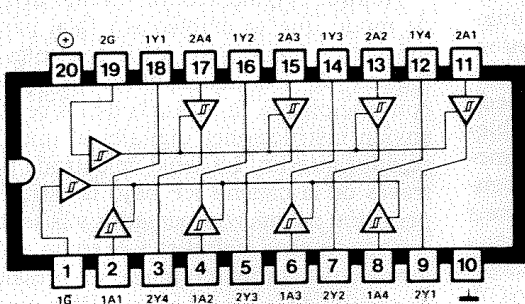
SYNCHRONOUS UP/DOWN DECADE COUNTER

74192



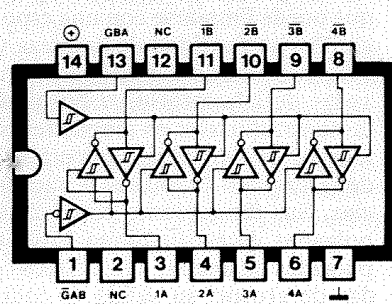
OCTAL BUFFER AND LINE DRIVER (3-STATE)

74LS241



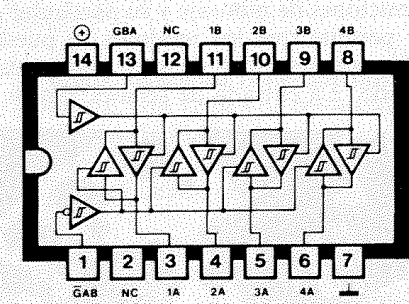
QUADRUPLE BUS TRANSCEIVER (3-STATE)

74LS242



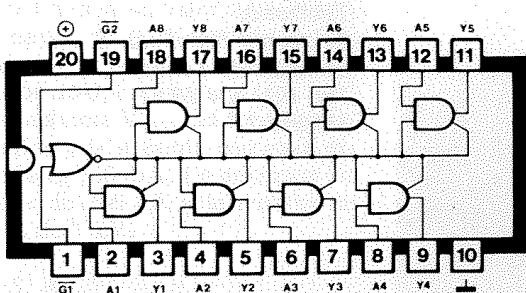
QUADRUPLE BUS TRANSCEIVER (3-STATE)

74LS243



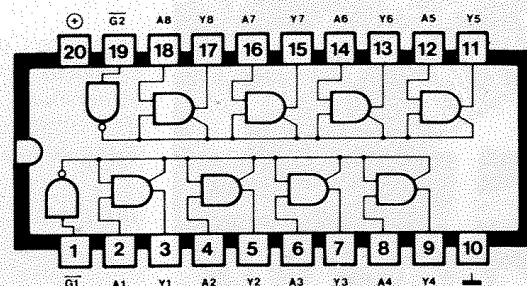
OCTAL BUFFER (3-STATE)

81LS95



OCTAL BUFFER (3-STATE)

81LS97



Selektor	9-01
Cómo obtener agua caliente a partir de un congelador.	
Sistema Centralizado de Alarma	9-04
El Sistema Centralizado de Alarma proporciona una indicación sonora y óptica, en un panel central, cuando es activado alguno de los distintos sensores de alarma.	
Métodos modernos de regulación de tensión	9-11
Cómo utilizar los modernos reguladores conmutados de tensión.	
Junior computer	9-15
Por fin un microcomputador barato para todos aquellos lectores interesados en aprender mucho sobre computadores.	
Medidor de ondas estacionarias	9-25
Un sencillo montaje que facilitará, en gran manera, el acoplamiento entre la etapa de salida y la antena.	
Oscilográficos	9-29
Dibujos geométricos en la pantalla de su osciloscopio.	
Regulador de velocidad para taladrador miniatura ..	9-33
Para trabajos de precisión realizados con pequeños taladradores eléctricos puede ser muy útil este diseño que permite mantener la velocidad en el valor deseado.	
Termómetro digital	9-35
Los amplificadores de antena	9-39
¿Son realmente útiles?	
Amplificador de antena	9-44
VOX, interruptor accionado por la voz	9-49
Destinado fundamentalmente a los radioaficionados este circuito detecta la «voz de su amo».	
Quinielista electrónico	9-52
1-X-2 basado en la estadística.	
Mercado	9-56

sumario

sumario

sumario

suma

sur



elektor 6

año 1, núm. 6

septiembre/octubre 1980

Redacción, Administración
y Suscripciones:

Edita:

Presidente:

Director:

Redactor jefe de la
edición internacional:

Cuerpo de redacción:

Colaboradores:

Exclusiva de publicidad

Impresión:

Suscripciones:

España
Extranjero (correo de superficie)
Extranjero (correo aéreo)
Precio ejemplar sencillo
Precio ejemplar doble
Ejemplares atrasados

* Atención a la oferta especial hasta el 23 de noviembre.

A partir de enero de 1981 la revista Elektor tendrá carácter mensual, publicándose 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.
Depósito legal: GU. 3-1980

DERECHOS DE REPRODUCCION

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

Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. Deutschland.

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

Elektor Sarl. Le Douliou 59940. Estaires, France.

Elektor, Via dei Lavoratori, 124. 20092 Cinisello B. Italia.

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

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

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

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

CORRESPONDENCIA

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

CT Consulta técnica

DR Director

CD Cambio de dirección

EPS Circuitos impresos

SC Servicio comercial

S Suscripciones

RA Revistas atrasadas

ESS Servicio de Software

P Publicidad

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

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

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

Se solicitará control de OJD.

Ginzo de Limia, 48

Teléf. 739 77 43. Madrid-29

Ingelek, S. A.

Ernesto Medina Muñoz

Antonio M. Ferrer Abelló

Bob W. van der Horst

Redactores técnicos:

J. Barendrecht, G. H. K. Dam,

P. Holmes, E. Krempelsauer,

A. Nachtmann, G. Nachbar,

K. S. M. Walraven

J. Ignacio Alegría, Guillermo

Jiménez, Domingo Bernal

NOVOMEDIA, S. A.

Madrid: Jefe de publicidad, Eliseo Soria.

Recoletos, 1. Tel. 275 22 02/03

Barcelona: José Suárez.

Villarroel, 191. Tel. 321 13 50

Bilbao: José Juan González Garay.

Joaquín Adán, 1. Tel. 415 57 01

Gráficas ELICA. Boyer, 5. Madrid-32

	1980 (6 núms.) Ptas.	1981 (11 núms.) Ptas.
España	800	1.800*
Extranjero (correo de superficie)	1.300	2.600
Extranjero (correo aéreo)	1.600	3.300
Precio ejemplar sencillo	160	175
Precio ejemplar doble	175	350
Ejemplares atrasados		Precio de portada

¿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, la familia BC179 excepto el BC159 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

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

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 μ A	100 μ A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_0 máx.	5 pF	10 pF

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

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

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

Familias BC107 (-8, -9)

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

Familias BC177 (-8, -9)

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

claves

Valores de resistencias
y condensadores

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

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

Ejemplos:

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

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

— Valores de capacidades:

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

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

Puntos de medida

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

Tensiones de corriente alterna

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

"U" en vez de "V"

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

Ejemplo: se emplea $U_b = 10 \text{ V}$, en vez de $V_b = 10 \text{ V}$.

Servicios ELEKTOR

para los lectores

Circuitos impresos:

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

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

Consultas técnicas:

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

El duende de Elektor:

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

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional):

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

selektor

Agua caliente a partir del congelador

El precio de la energía ha aumentado considerablemente durante los últimos años y ciertamente no parece probable que vaya a bajar alguna vez. Es el momento de tomar medidas para conservar la energía en un campo que, hasta hace poco, sólo llamaba la atención a nivel académico.

Consumo de corriente en el congelador

Actualmente, muchos hogares en España poseen congelador. Recientemente ha habido un descenso en las ventas de estos electrodomésticos, debido a que los congeladores consumen una gran cantidad de corriente. La fig. 1 muestra las necesidades generales de energía de un hogar medio europeo, teniendo en cuenta, tanto las fuentes primarias de energía, como el gas natural o el carbón, como las fuentes secundarias, como la electricidad, el cok o el fuel-oil. Del total, un 84 por 100 aproximadamente, se utiliza para calefacción. Otro 10 por 100 se emplea para calentar agua, mientras que los aparatos electrodomésticos incluyendo televisión, aparato de radio e iluminación) solamente consume el 6 por 100.

De todos modos, aunque las aplicaciones domésticas absorben un porcentaje relativamente pequeño del consumo total de energía, cualquier esfuerzo de la industria por reducir estas necesidades de energía estará plenamente justificado. En 1978 se fue en electricidad doméstica el 25 por 100 del consumo total. La fig. 2 muestra las tres aplicaciones que consumen mayor cantidad de electricidad en la cocina que, por otra parte, es donde más energía se consume dentro del hogar. El frigorífico y el congelador consumen, por sí solos, el 17 por 100. Si bien sus compresores no necesitan más de 100 o 150 W, la enorme cantidad de energía consumida se explica por el hecho de que están casi continuamente funcionando. El frigorífico y el congelador consumen cantidades muy parecidas de energía. El consumo de los congeladores (6,5 GWh anuales) equivale al de la maquinaria agrícola o, por citar otro ejemplo, alrededor del 70 por 100 de las necesidades de los ferrocarriles y de las empresas de transporte. No es por tanto, ninguna tontería prestar una especial atención a los congeladores. Si sólo una parte de el calor disipado por los congeladores pudiera utilizarse como calor para uso doméstico, sería un paso en la dirección correcta desde un punto de vista económico.

La fig. 3 muestra la curva de consumo de energía de los frigoríficos y de los congeladores. Estos últimos consumen menos para capacidades iguales porque normalmente están mejor aislados.

1

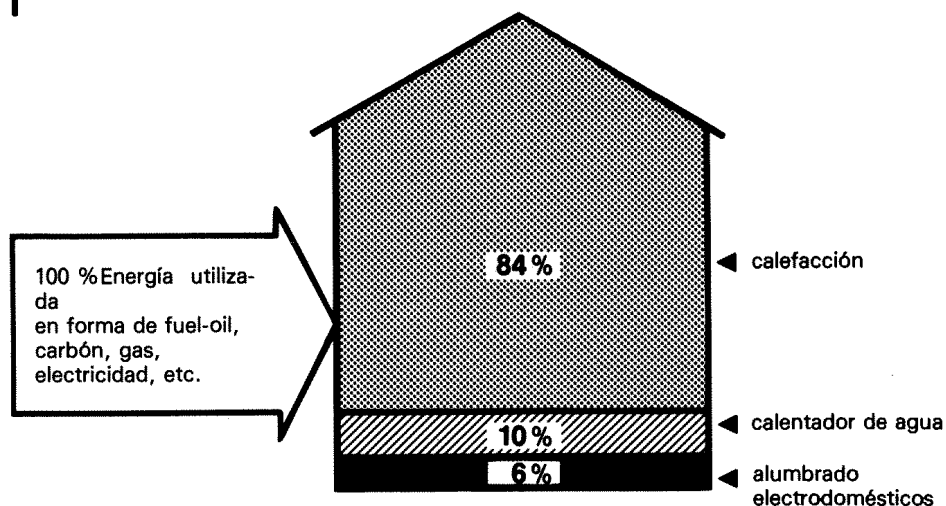


Figura 1.— Empleo de energía en un hogar medio.

2



Figura 2.— Reparto del consumo eléctrico en una cocina moderna.

3

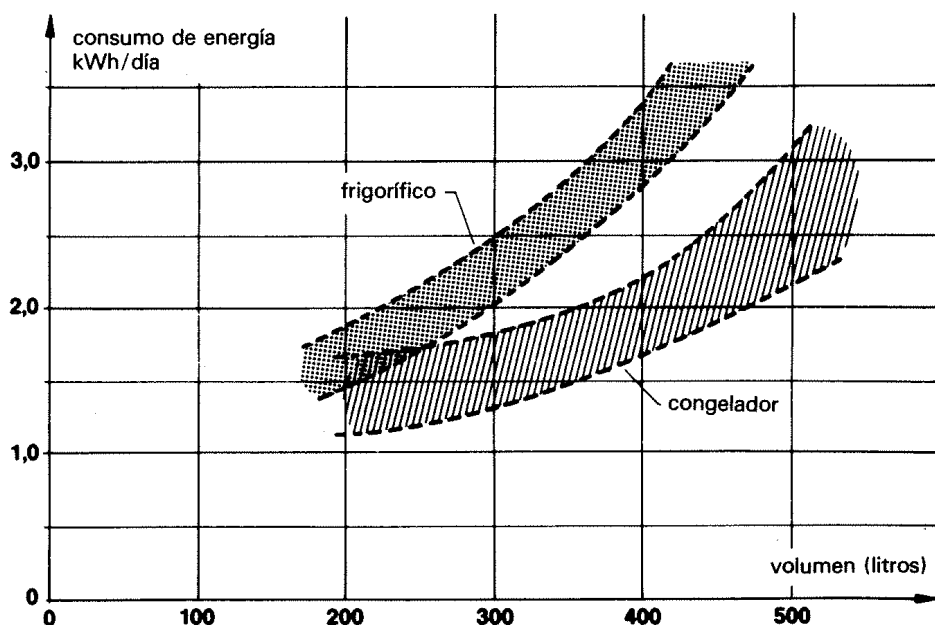


Figura 3.— Consumo de energía de congeladores y frigoríficos.

Balance de energía y transferencia de calor

Un congelador de 300 litros de capacidad (aprox. el tamaño adecuado para una familia de cuatro personas) consume una media

de 2,3 kWh diarios. Estos son transformados en calor a través del compresor y el circuito de refrigeración. El balance de energía se muestra en la fig. 4. El consumo de electricidad, Q_N , se considera con un valor nominal de 100. Por medio del evaporador

se eliminan del interior del congelador Q_O calorías, cantidad que normalmente corresponde al calor que penetra en el frigorífico a través de los cierres de las puertas, etc. El calor teórico de condensación Q_C , representa la cantidad total de calor y tiene un valor (relativo) del 183 por 100, correspondiendo el 90 por 100 de esto al calor emitido por el condensador (Q_V) y el 93 por 100 restante es la emisión de calor del compresor (Q_K).

El balance de energía muestra como sería bastante fácil emplear, parte del calor emitido en calentar agua. Para este fin, se cambia el condensador por una espiral condensadora que se coloca dentro del depósito de un calentador de agua, de manera que el valor Q_V pueda ser directamente empleado para calentar el agua. Un sistema adicional formado por una resistencia eléctrica, alojada también en el interior del depósito, permite asegurar que el agua es calentada a la temperatura deseada y permite compensar los picos de consumo.

La sección transversal de la fig. 5 muestra cómo se construye el sistema. El congelador se conecta al calentador por medio de tubos, a lo largo de los cuales circula el líquido de refrigeración. De este modo, el 90 por 100 de la energía eléctrica absorbida por el congelador puede utilizarse para calentar agua hasta una temperatura de 60° C. Con la ayuda de una técnica sencilla es posible aumentar el nivel de recuperación a un 100 por 100, gracias a que el sistema trabaja como una bomba de calor.

En este proceso el conjunto motor-compresor juega también un papel importante. Si estuviera aislado del aire exterior, (compresor hermético) podría instalarse un refrigerador por aceite para recuperarse el 80 por 100 del calor que disipa. El diagrama de flujos de sistema de recuperación de calor se ve en la fig. 6. Los valores del diagrama indican lo que normalmente se consigue con compresores standard. La temperatura de condensación $T_C = 50^\circ \text{C}$ y la evaporación $T_O = 30^\circ \text{C}$ corresponden a los valores usuales en congeladores. El tiempo de funcionamiento del compresor se supone del 100 por 100, o sea, ciclo de trabajo continuo.

Q_N representa el consumo de energía eléctrica y con un valor nominal del 100 por 100 sirve de referencia. La potencia frigorífica obtenida ($Q_C = 92$ por 100) es ligeramente más alta en comparación con el valor indicado en la fig. 4. Esto se debe a que las relaciones térmicas han variado en el circuito de refrigeración. Del calor de condensación Q_C , que teóricamente debía ser del 192 por 100, alrededor del 20 por 100 se pierde debido a la transmisión y la radiación en el compresor. Para calentar agua queda, pues, aprovechable: $Q_V = 172$ por 100. El calor producido es de este modo 1,72 veces mayor que la energía eléctrica absorbida. El calor en exceso es tomado del aire existente en la habitación donde el congelador está situado. Como se extrae calor del ambiente, esto proporciona un medio ideal para enfriar sótanos. Una ventaja adicional es que no es necesario utilizar ninguna energía extra. Para evitar la realimentación térmica entre el congelador y el calentador, estos no deben estar, por supuesto, instalados en la misma habitación.

4

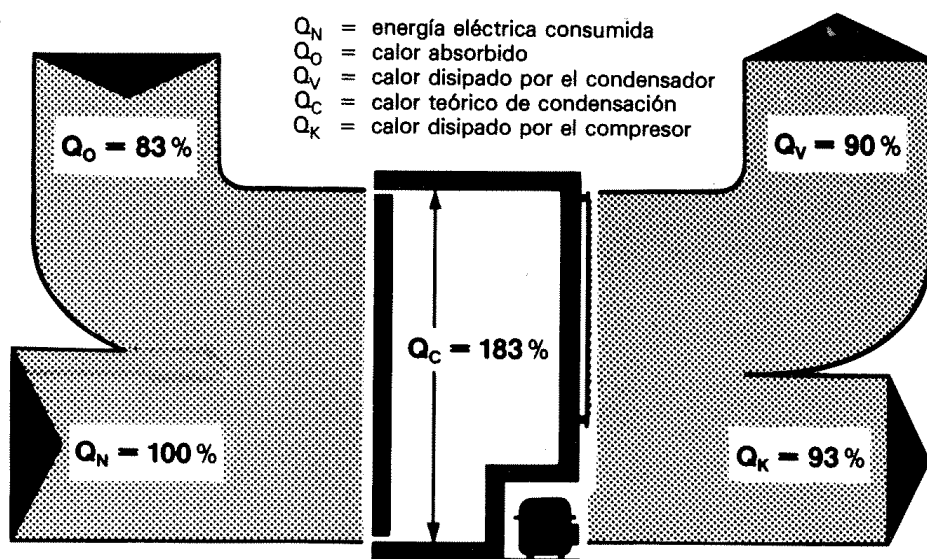


Figura 4. — Balance energético de un congelador de 300 litros.

5

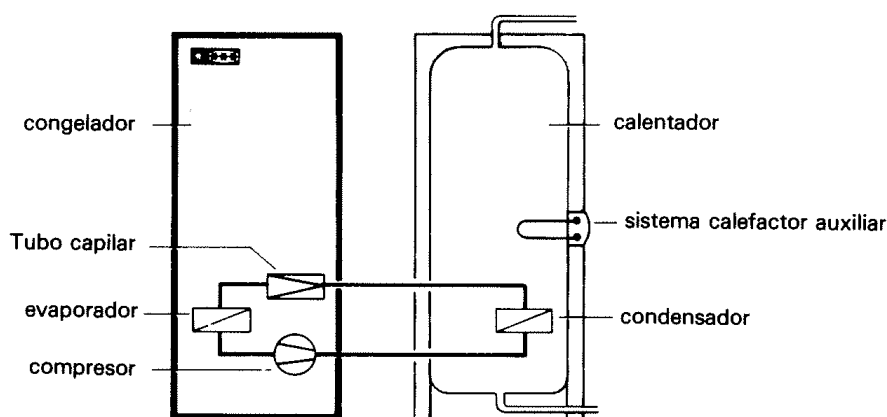


Figura 5. — Un congelador dotado de sistema recuperador de calor.

6

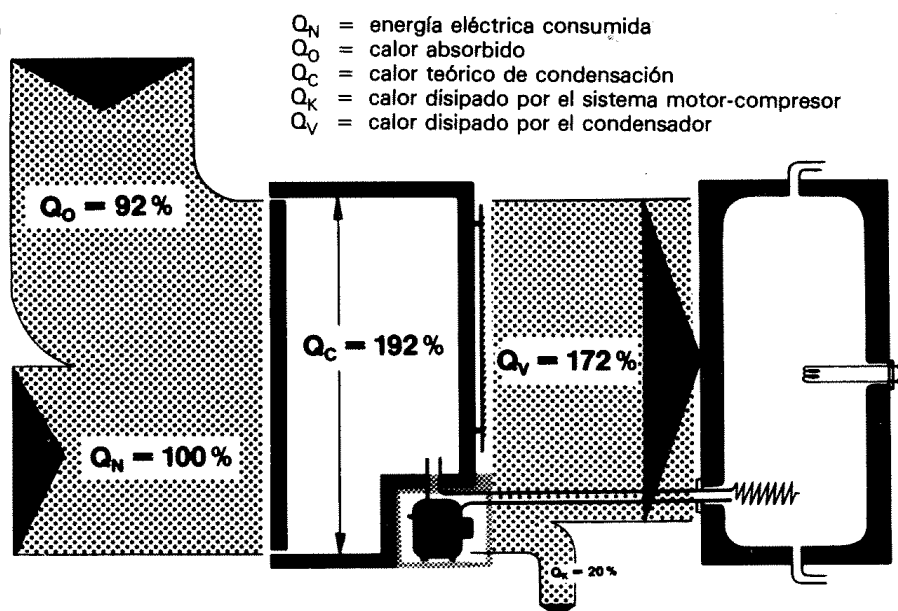


Figura 6. — Resultado de las medidas efectuadas en laboratorio en un sistema recuperador de calor.

Consideraciones económicas

La espiral condensadora, el compresor aislado con refrigerador de aceite incluyendo diversas instalaciones de control y seguridad costará unas 20.000 pesetas. Teniendo en cuenta que podemos ahorrar unas 6.500 pesetas anuales, una vez que el sistema esté en funcionamiento, vemos que se habrá amortizado la instalación en poco más de tres años. Comparado con otros sistemas de calentamiento de agua, este es sumamente barato, a pesar de que el agua sea calentada por aceite.

La fig. 7 muestra el sistema completo instalado. Han sido probados 20 sistemas de este tipo y todavía funcionan perfectamente después de más de 18 meses. La fig. 8 muestra en detalle la espiral que se introduce en el calentador. En la parte inferior se ven los dos tubos aislados a lo largo de los cuales el medio refrigerante transporta el calor del condensador y del refrigerador por aceite. En los tubos de retorno, el fluido está a la temperatura de la habitación y, por tanto, no requiere aislamiento. Los cuatro tubos representan la única conexión entre el congelador y el calentador. El calentador mostrado es de una capacidad de 290 litros. (Adecuado para una familia de cuatro personas).

Distribución técnica

Mientras que el congelador necesita estar enfriando continuamente, la cantidad de agua que se consume depende de la hora del día e incluso del día de la semana (fig. 9). En la mitad superior del diagrama se muestra la cantidad de agua caliente consumida con relación a la hora del día. También están representadas las medias de consumo por cada hora en una familia de cuatro personas, en un día laborable normal. Hay una diferencia notable en la cantidad consumida en un fin de semana. En la mitad inferior del gráfico se muestra de forma simplificada el consumo total de agua con relación a los días de la semana. El consumo y el rendimiento del calentador está expresados en kWh, dicho de otro modo, en función de la energía que necesita el ca-

lentador. Este gráfico muestra también la energía que puede producir un congelador de 300 litros para nuestro propósito de calentar agua. Con un índice de potencia de 1,72 pueden emplearse para calentar agua unos 4 kWh (un 46 por 100 de la energía total). La capacidad del calentador mostrado, de 290 litros, está en proporción con la disipación del congelador de 300 litros, El

aparato adicional de calentamiento eléctrico se utiliza exclusivamente para cubrir los picos de consumo de energía.

*Otto Koenn,
en el 15 coloquio de prensa técnica
organizado por AEG-Telefunken.*

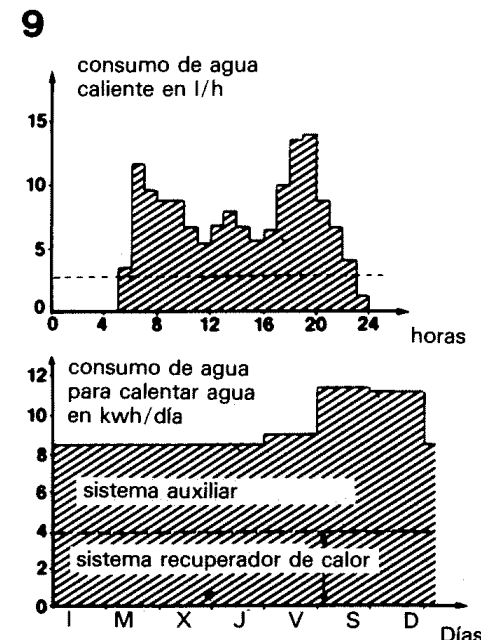
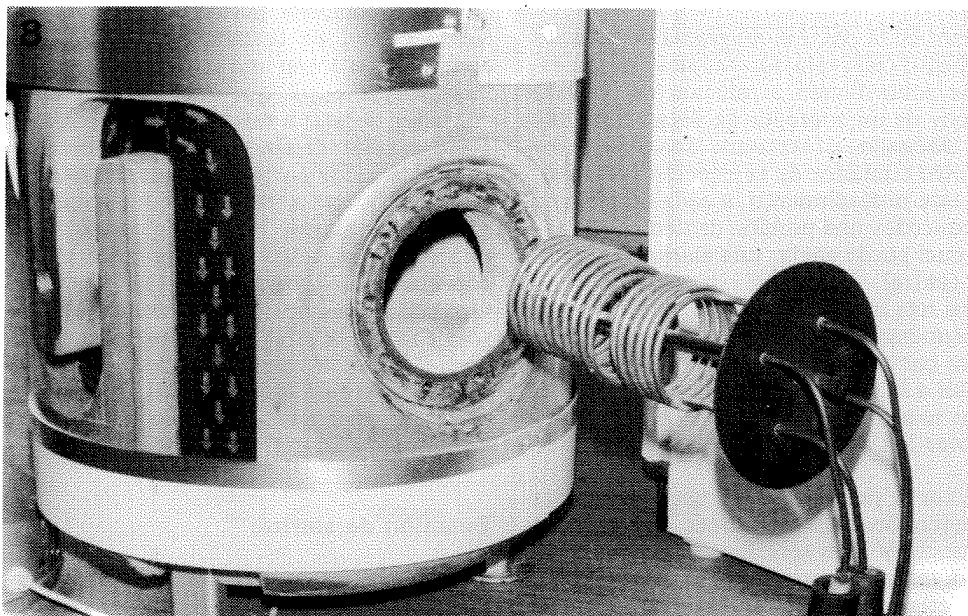
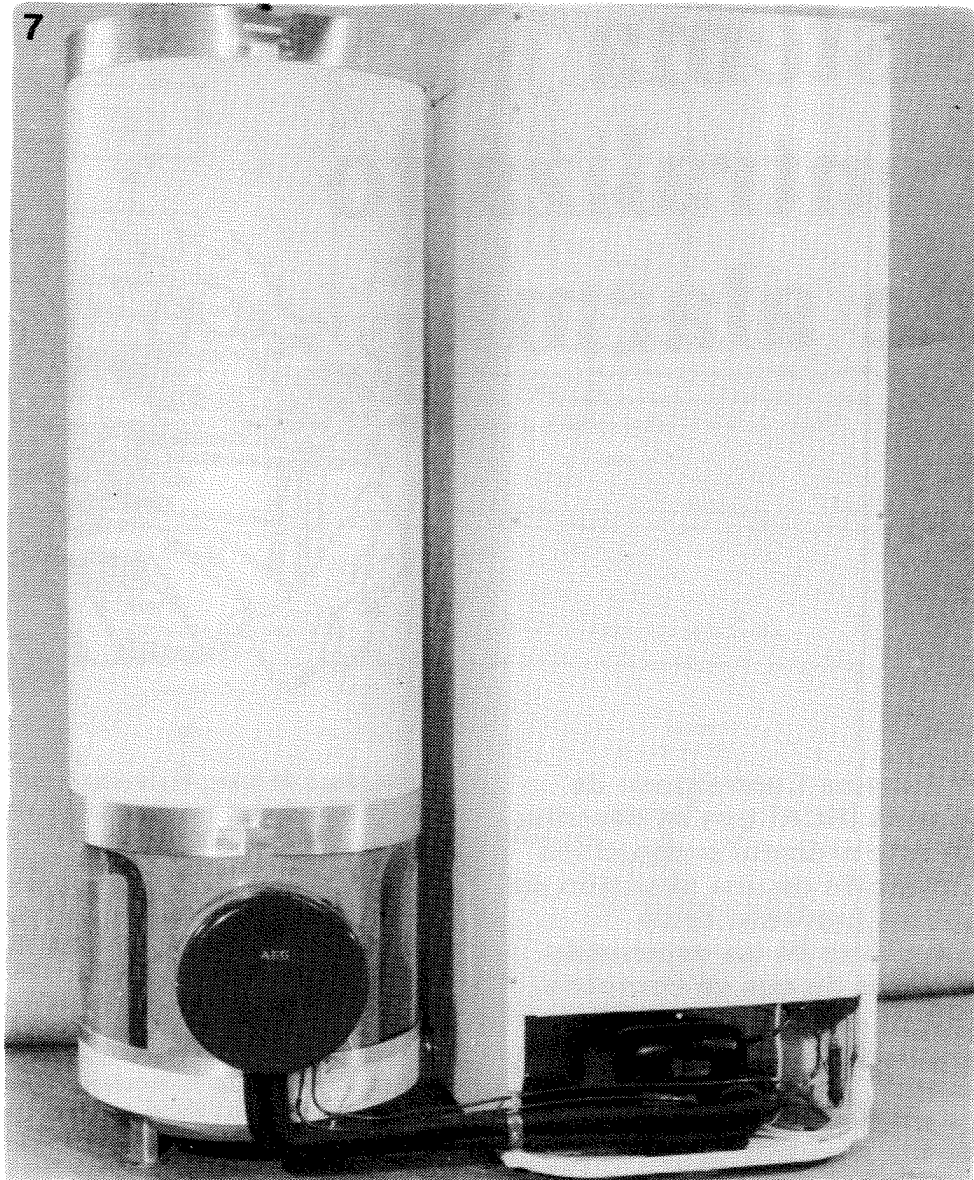


Figura 9.—Consumo de agua caliente en una familia de cuatro personas.

sistema centralizado de alarma



El Sistema Centralizado de Alarma (SCA) que se describe en este artículo, proporciona indicación de una situación de alarma proveniente de cualquiera de las estaciones remotas de que se compone. Dichas estaciones se hallan interconectadas entre sí y con la estación central, por medio de un sistema común de bus de tan sólo tres hilos. La indicación de alarma, además de sonora, es también óptica y permite conocer en cuál de las estaciones se está produciendo la alarma.

Las aplicaciones de un sistema de este tipo son ilimitadas, y dejamos a la imaginación de los lectores la obtención del máximo provecho.

enorme mazo de hilos; el sistema es de dudosa fiabilidad y de estética poco agradable. Este artículo aporta una solución al problema. Veamos cómo.

En la fig. 1 puede verse un diagrama de bloques simplificado del Sistema Centralizado de Alarma (en adelante denominado SCA). Como puede apreciarse, la interconexión entre las estaciones requiere solamente una conducción (o bus) de tan sólo tres hilos, reduciendo así el elevado costo y la complejidad de una conexión separada entre cada estación remota y la central como antes se ha explicado. Otra ventaja adicional es que la ampliación del sistema es de gran simplicidad; basta con añadir las estaciones remotas que se deseen (nuestro diseño admite sólo hasta 9 estaciones de alarma) y conectarlas a los tres hilos existentes.

Comprendemos la inquietud del lector al preguntarse: ¿Cómo es posible saber cuál es la estación que está enviando la alarma, si sólo disponemos de tres hilos comunes para todas ellas? La moderna electrónica nos da la respuesta: utilizando la técnica de multiplexado (división de tiempo) de las señales.

Veamos en la fig. 2 el diagrama de bloques detallado; cada estación remota (ya sea estación subordinada o estación de alarma) dispone de un contador de décadas al cual está obligado a «contar» sincronamente con otro contador de la estación principal. Con este procedimiento, a cada estación se le «concede» una porción de tiempo durante el cual puede enviar una alarma a la estación central.

De los tres hilos de conexión, el primero es simplemente el hilo de tierra, el segundo se utiliza como «línea de alarma» para enviar señales a la estación central, y el tercero es el que se usa para transmitir a las estaciones remotas los impulsos de reloj y sincronismo.

El lector se preguntará: ¿y por dónde va la alimentación a las estaciones remotas? La respuesta es bien sencilla: el tercer hilo se utiliza también para enviar la alimentación a las estaciones remotas haciendo que los

impulsos de reloj y sincronismo carguen un condensador en cada estación remota. Las estaciones son alimentadas por la tensión existente en bornes de estos condensadores. Además de la indicación de alarma en la estación principal, también existe la posibilidad de conectar estaciones subordinadas de alarma, las cuales pueden ser montadas en cualquier lugar del bus del sistema. Son similares a la estación principal excepto en su sincronización y alimentación, las cuales se realizan a través del bus de la misma manera que en las estaciones de alarma.

Formas de onda de sincronización y reloj

Las formas de onda de sincronización y reloj se muestran en la fig. 3. La forma de onda de reloj se deriva de la frecuencia de la tensión de red (en Europa 50 Hz). Antes de cada tren de impulsos de reloj existe un impulso de sincronismo de 300 ms. de duración que se utiliza para poner todos los contadores del sistema a cero, asegurando así que cada contador permanezca en sincronismo con el de la estación principal. A continuación viene una secuencia de nueve impulsos de reloj, que hacen contar cada contador de uno a nueve.

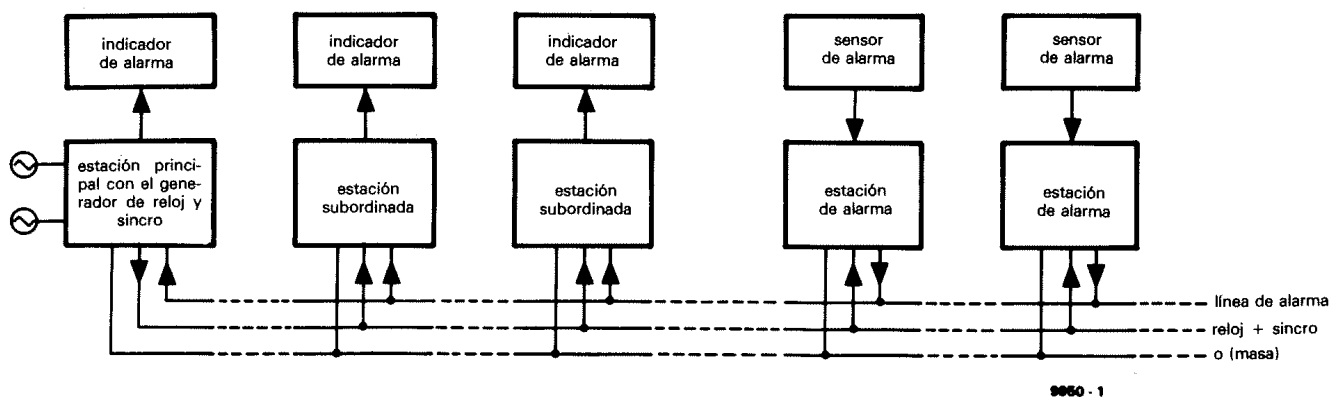
Cada estación de alarma lleva una numeración, y la salida correspondiente de su contador se conecta a través del circuito sensor a la línea de alarma. Así, por ejemplo, en la estación 5, la salida 5 del contador estará conectada a la línea de alarma pudiendo enviar por consiguiente una señal de alarma sólo cuando la salida 5 del contador esté a nivel alto. En la práctica se puede conseguir un ahorro conectando dos sensores de alarma a una sola estación, como se verá más adelante.

Estación de alarma

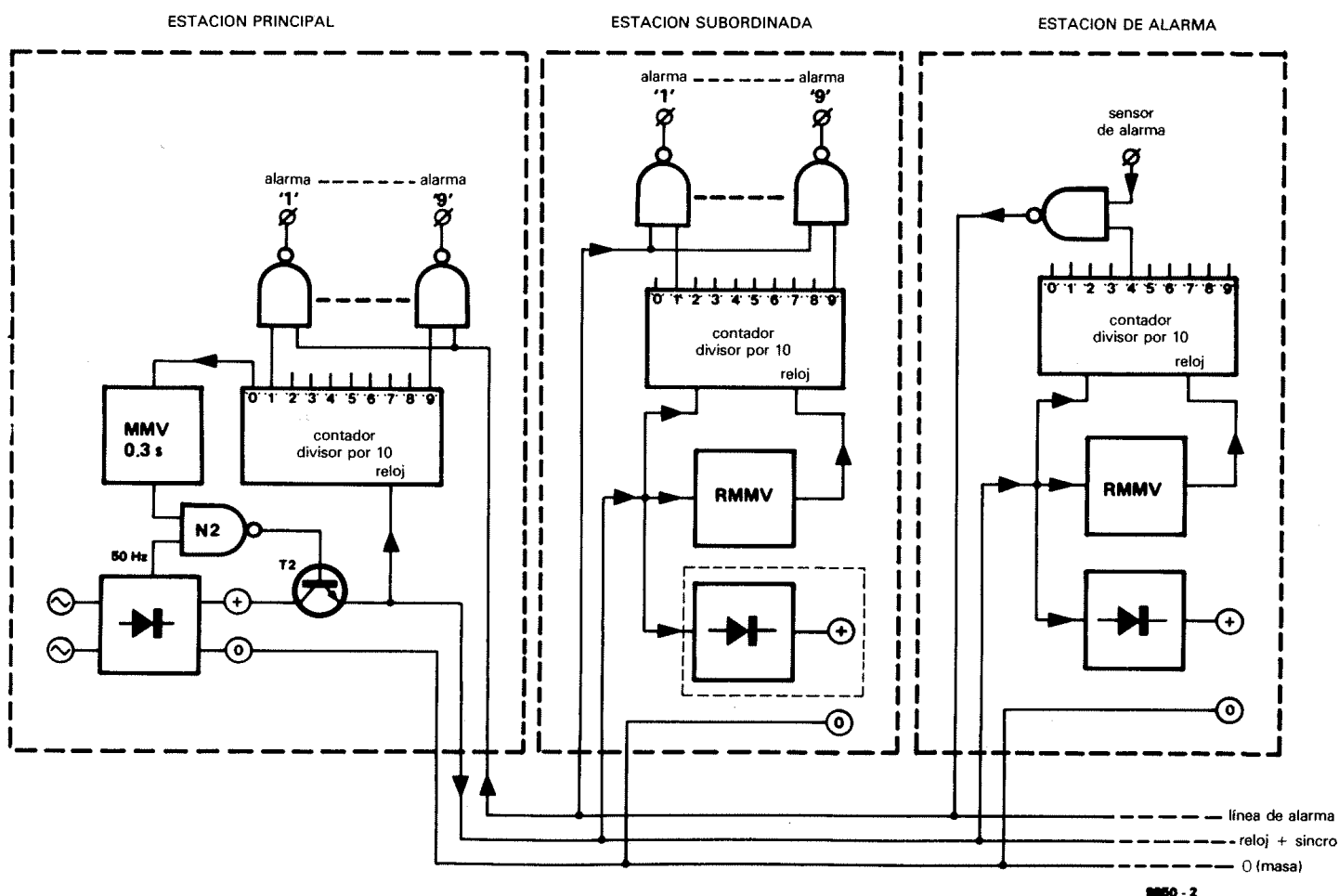
Para comprender el funcionamiento del circuito completo, comenzaremos con la

En los sistemas de alarma de tipo doméstico no es raro ver centralitas que reciben señales de alarma de varios puntos de la casa (sensores situados en el teléfono, el congelador, el cuarto de baño...). La única forma de conocer cuál es el sensor que está en condición de alarma es que cada sensor tenga su cableado independiente y dirigido a la centralita. Esto puede suponer, para sistemas de elevado número de puntos a controlar, la existencia de un

1



2



3

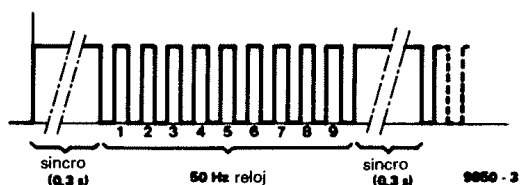


Figura 1.—Diagrama de bloques del SCA, mostrando los tres diferentes tipos de estaciones conectadas al bus del sistema.

Figura 2.—Diagrama de bloques detallado, mostrando la estación principal, una estación subordinada y una estación de alarma.

Figura 3.—Forma de onda de los impulsos de reloj y sincronización.

4



descripción de la estación de alarma, cuyo esquema se reproduce en la fig. 4. Los impulsos de sincronización y reloj se toman del bus y se introducen a través de la entrada S. Los impulsos (de amplitud positiva) cargan al condensador C13 por medio de D28, y esta tensión es la que se utiliza para alimentar a la estación. Como el consumo es muy reducido, ya que se utilizan circuitos CMOS, con un valor para C13 de 68 μ F tendremos suficiente; ahora bien, si se alimenta también al propio sensor de alarma será necesario incrementar el valor de C13 para evitar un excesivo rizado en la alimentación, a causa del mayor consumo. Los impulsos de sincronización y reloj son enviados a la entrada de reloj de IC16, así como a un detector de impulsos de sincronización, formado por N49 y N50 en configuración de multivibrador monoestable redispensible. Cuando los impulsos de reloj están presentes, la salida de N49 se encuentra en estados alto y bajo alternativamente, a una frecuencia de 50 Hz; C14 se carga a través de D29, y mantiene en estado alto la entrada de N50. Durante este tiempo

5



N1,N2,N3,N11 = IC1 = 4093
N4,N5,N8,N9 = IC3 = 4011
N6,N7,N10,N12 = IC4 = 4011

2020 - 1

La salida de N52 está normalmente en estado alto; si una señal de alarma hace alto al punto Y, entonces cuando la salida 5 de IC16 sea también alta, la salida de N52 se hará baja. El resultado es que un impulso de alarma negativo será enviado a la línea

Figura 6.—Esquema de una estación subordinada.

C2 se carga hasta que, después de 300 ms., la tensión en la entrada de N1 ha descendido por debajo de su umbral inferior, con lo

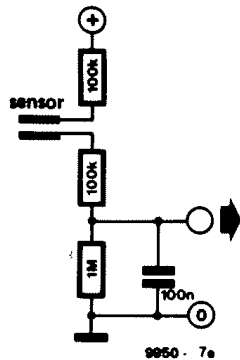
[illegible]

N25... N27, N36 = IC8 = 4093
N28, N29, N32, N33 = IC10 = 4011
N30, N31, N34, N35 = IC11 = 4011
N37... N42 = IC12 = 4010
N43... N45 = IC13 = 4010
N46... N48 = IC14 = 4011

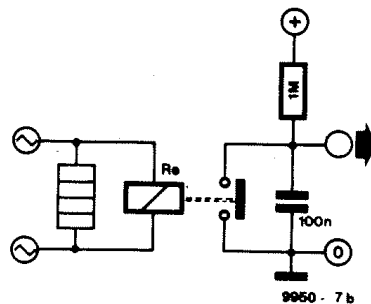
* Ver texto

9950 - 6

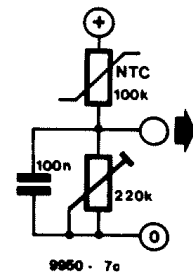
7a



7b



7c



Lista de componentes (Fig. 8)

Resistencias:

R40 = 100 k
 R41 = 220 k
 R42 = 47 k
 R43 = 1 M

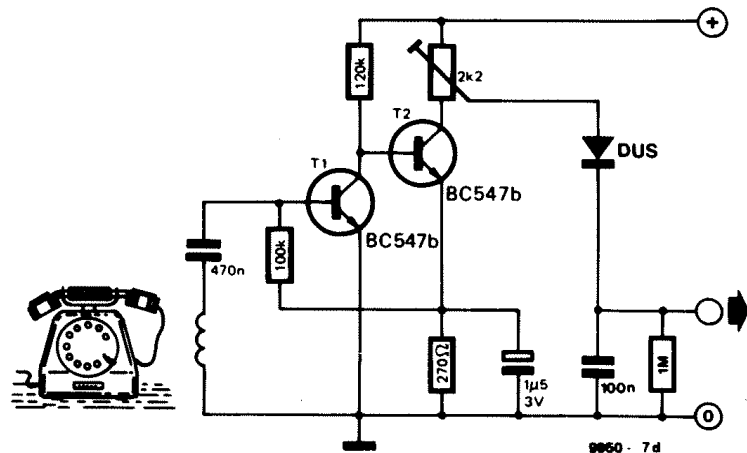
Condensadores:

C13* = 68 μ /16 V
 C14 = 220 n
 C15 = 22 n
 C16 = 1 n

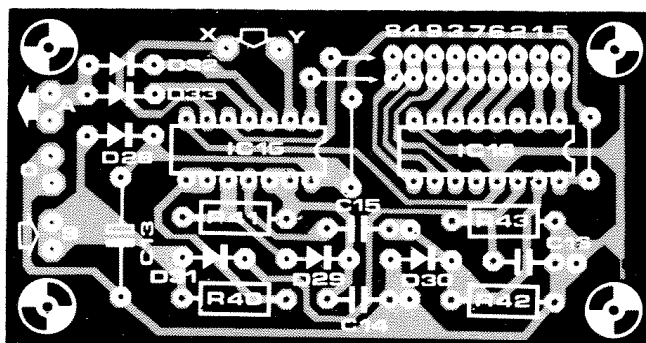
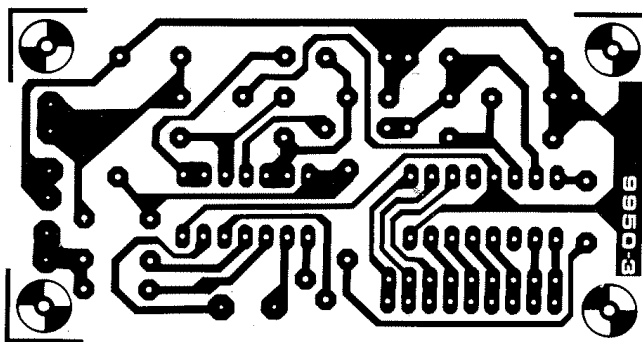
Semiconductores:

D28 = 1N4001
 D29 ... D33 = 1N4148
 IC15 = 4093
 IC16 = 4017

7d



8



Lista de componentes (Fig. 9)

Resistencias:

R1, R2 = 1 M
 R3 = 2k7
 R4, R16 = 4k7
 R5, R18, R19 = 100 k
 R6 ... R14 = 820 Ω
 R15 = 2k2
 R17 = 15 k
 R20 = 470 k
 P1 = 220 Ω (250 Ω) ajuste

Condensadores:

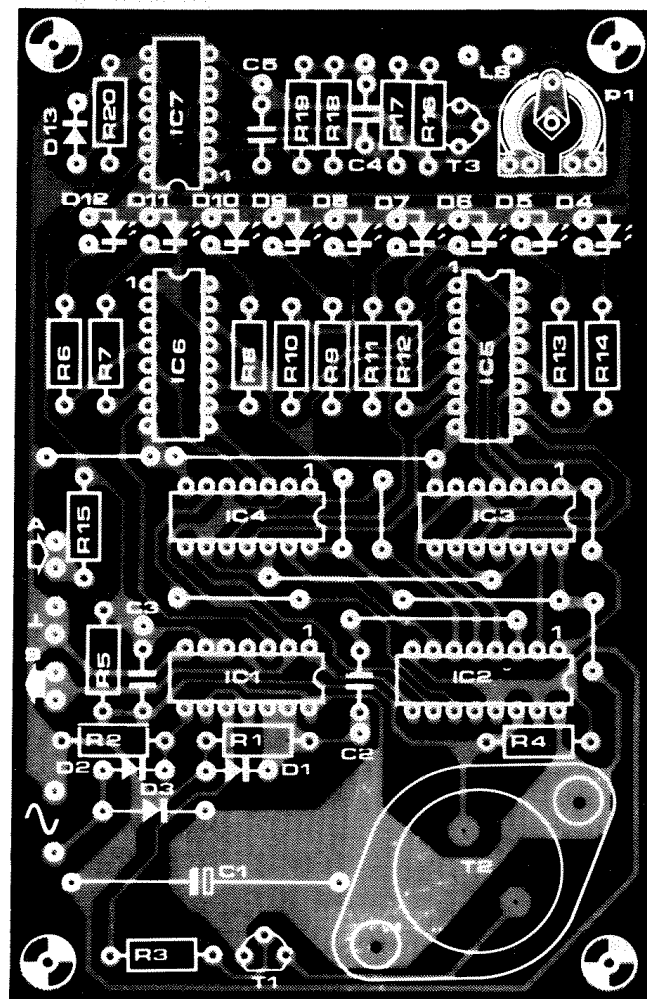
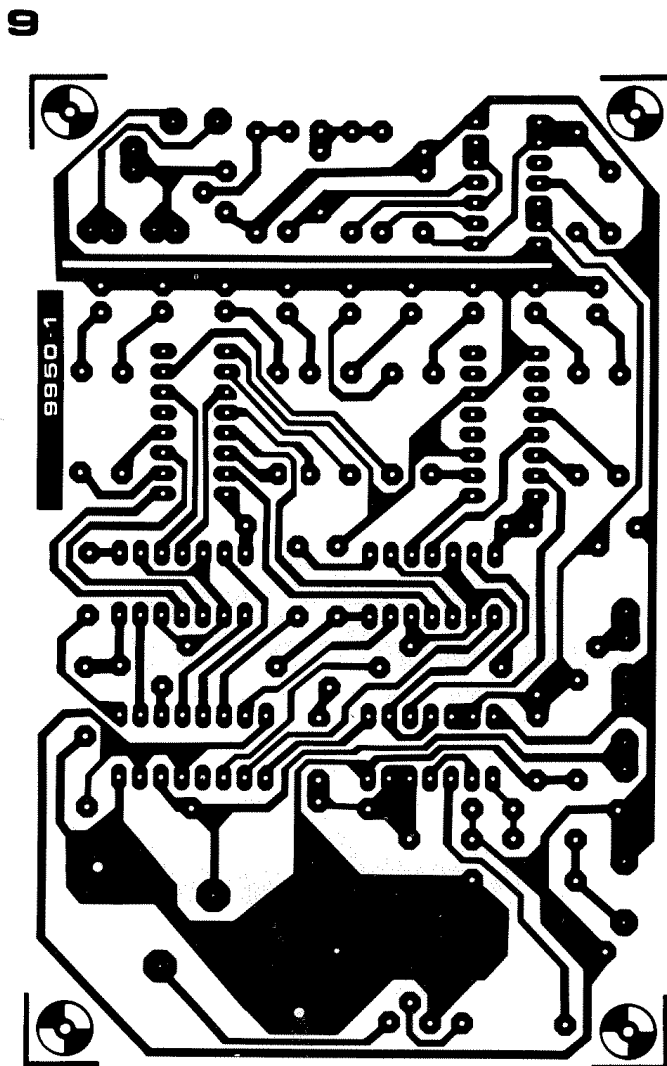
C1 = 1000 μ /16 V
 C2 = 100 n
 C3, C4 = 10 n
 C5 = 680 n

Semiconductores:

T1 = BC 107
 T2 = 2N3055
 T3 = TUN
 D1, D2, D13 = 1N4148
 D3 = 1N4001
 D4 ... D12 = LED
 IC1 = 4093
 IC2 = 4017
 IC3, IC4, IC7 = 4011
 IC5, IC6 = 4010

Varios:

LS1 = Altavoz de $Z \geq 15 \Omega$



que la salida de N1 se hace alta y los impulsos de reloj pasan de nuevo a través de N2. Cada salida de IC2 (excepto la «0») está unida a una de las entradas de N4...N12. Las otras entradas de estas puertas NAND están unidas entre sí y a su vez a la salida de N3, cuya entrada está conectada a la línea de alarma. Normalmente, la línea de alarma está a nivel alto, de forma que la salida de N3 será baja y las salidas N4...N12 serán altas. Por ejemplo, si el sensor número 4 envía una alarma, la línea de alarma estará a nivel bajo cuando la secuencia de reloj alcance la cuenta 4; en ese instante la salida de N3 será alta. Como también la salida 4 de IC2 será alta, ambas entradas de N7 serán, por tanto, altas y su salida baja. Por fin, y a través del «amplificador» N16, el LED D7 se encenderá.

Por supuesto, el LED lucirá tan sólo mientras dure un impulso de reloj en cada secuencia completa de reloj, y dado que esta secuencia se repite unas dos veces por segundo, el LED parpadea con una frecuencia de 2Hz.

Completa la estación principal un sistema de aviso audible de alarma. Está formado por el multivibrador astable N23/N24, el cual ataca a un altavoz a través de T4. Normalmente, la patilla 1 de N23 está a nivel bajo (astable inhibido), pero cuando aparecen los impulsos en la línea de alarma, la salida de N22 se coloca alternativamente en niveles alto y bajo, cargan-

Figura 7.—Una selección de sensores de alarma: a) alarma por nivel de agua; b) alarma por fallo de tensión; c) alarma por sobretemperatura; d) alarma para el timbre del teléfono.

Figura 8.—Placa de circuito impreso y disposición de componentes para la estación de alarma (9950-3).

Figura 9.—Placa de circuito impreso y disposición de componentes para la estación principal (9950-1).

do el condensador C5 a través de D13, y activando al alarma sonora.

Estaciones subordinadas

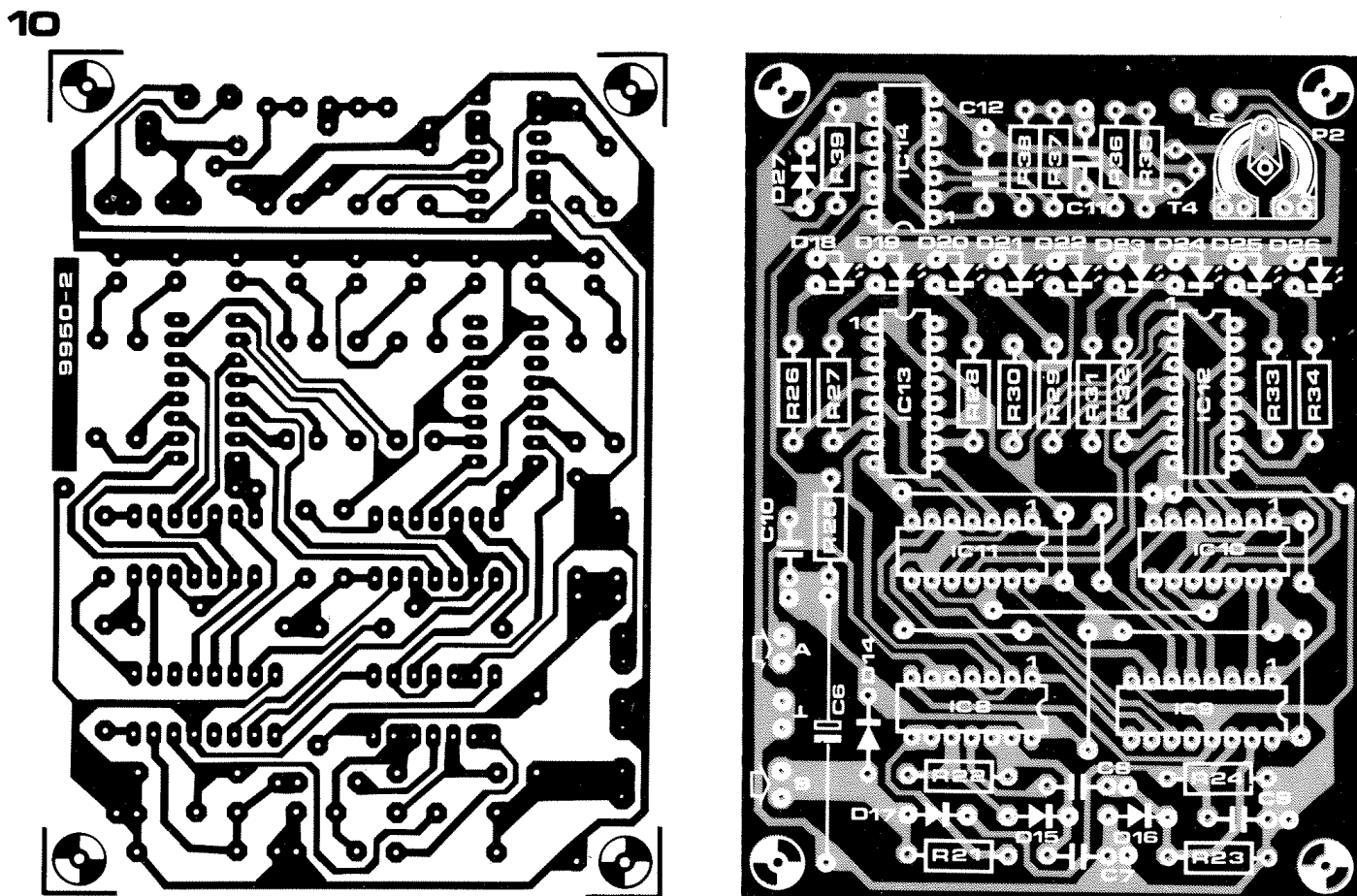
La fig. 6 muestra el circuito de una estación subordinada, que podría describirse como intermedia entre la estación principal y la estación de alarma. Las secciones de alarma óptica y sonora de este circuito son idénticas a las de la estación principal, pero recoge del bus la alimentación y los impulsos de sincronización y reloj de la misma forma

que la estación de alarma, y utiliza un detector de impulsos de sincronización idéntico.

Sensores de alarma

Los circuitos sensores de alarma pueden ser de varios tipos, así como de diferente complejidad. Cualquiera que sea ese circuito, debe de ser capaz de hacer que la entrada X e Y de la estación de alarma se sitúe a nivel alto cuando detecte una condición de alarma.

La fig. 7 muestra cuatro esquemas de sensores de alarma adecuados a nuestro propósito. En la fig. 7a tenemos un sensor de nivel de agua; normalmente, la entrada a la estación de alarma se mantiene a nivel bajo por medio de la resistencia de 1M, pero cuando las puntas de prueba se sumergen en agua u otro líquido conductor, la entrada a dicha estación de alarma es llevada a nivel alto. La fig. 7b muestra un detector de fallo de tensión que utiliza un relé. Cuando la alimentación está presente, el relé se encuentra bajo tensión y, por tanto, el contacto cerrado; al fallar la alimentación, el contacto se abre y la entrada a la estación de alarma se sitúa a nivel alto. La fig. 7c representa un sensor de alarma por temperatura (termóstato). Cuando la temperatura sube, la resistencia del termistor NTC baja, y la tensión de entrada a la estación



Lista de componentes (Fig. 10)

Resistencias:

R21, R25, R37, R38 = 100 k
 R22 = 220 k
 R23 = 47 k
 R24 = 1 M
 R26 ... R34 = 820 Ω
 R35 = 4k7
 R36 = 15 k
 R39 = 470 k
 P2 = 220 Ω (250 Ω) ajustable

Condensadores:

C6* = 470 μ /16 V
 C7 = 220 n
 C8 = 22 n
 C9 = 1 n
 C10, C11 = 10 n
 C12 = 680 n

Semiconductores

T4 = TUN
 D14 = 1N4001
 C15, D16, D17, D27 = 1N4148
 D18 ... D26 = LED
 IC8 = 4093
 IC9 = 4017
 IC10, IC11, IC14 = 4011
 IC12, IC13 = 4010

Varios:

LS2 = Altavoz de $Z \geq 15 \Omega$

Figura 10. — Placa de circuito impreso y disposición de componentes para la estación subordinada (9950-2).

de alarma sube hasta sobrepasar el valor del umbral superior del disparador de Schmitt (N51 o N52). El potenciómetro de 220 k sirve para fijar la temperatura de alarma. Si se desea un sensor de alarma por descenso de temperatura, basta con intercambiar las posiciones del termistor y potenciómetro de ajuste en el circuito.

Finalmente, la fig. 7d muestra un sensor de alarma para el teléfono; es decir, se desea que se detecte alarma cuando suene el aparato. La bobina captadora se sitúa en la base del teléfono, y su señal es amplificada por T1 y T2 y rectificada por el diodo para obtener un nivel de continua suficiente para que, cuando la alarma se produzca, la línea de alarma esté a nivel alto. Hemos explicado tan sólo cuatro ejemplos

de sensores de alarma de los muchos posibles, y dejamos a la ingeniosidad del lector la realización de cualquier otro que cumpla sus propósitos.

Realización práctica

En las figs. 8, 9 y 10 reproducimos los circuitos impresos de la estación de alarma, la estación principal y la estación subordinada respectivamente, así como la disposición de los componentes y los valores de los mismos. La estación principal requiere un transformador con secundario a 6V como ya se explicó anteriormente.

Ya que cada una de las estaciones subordinadas consume alrededor de 50 mA. cuan-

do está señalizando una alarma, será necesario incrementar el valor de C1 en el caso de desear utilizar más de una de estas estaciones. Igualmente sería recomendable incrementar el valor de C6, si existieran problemas de rizado en la alimentación de las estaciones subordinadas más alejadas. En cuanto al tamaño del transformador, debe ser capaz de alimentar todas las estaciones incluidas en el sistema, tenido como base de cálculo 50 mA. para la estación principal y cada una de las subordinadas, y unos pocos miliamperios adicionales para cada una de las estaciones de alarma. Si se van a utilizar muchas estaciones subordinadas, es quizá más fiable equipar a cada una de ellas con su propia alimentación, para lo cual habrá que desconectar el ánodo de D14 de la placa y conectar la alimentación de 6V. aterna entre ese ánodo y 0V.

Para el cableado del sistema, cualquier cable flexible de tres hilos será adecuado, siempre que pueda soportar una corriente de unos 3A. No es necesario apantallar los cables para una aplicación de tipo doméstico, pero si se desea hacerlo, puede utilizarse cable doble con pantalla, del tipo normalmente usado en audio. En tal caso, la malla exterior ha de ser unida a 0V (masa).

métodos modernos de regulación de tensión

Para obtener buenos resultados en los modernos sistemas electrónicos es necesario disponer de buenos reguladores de tensión. Estos reguladores son generalmente de tipo clásico basados en el transistor acoplado en serie. Su concepción y realización no presentan muchos problemas; pero no destacan precisamente por su buen rendimiento. Por esto cada vez se utilizan con mayor frecuencia las fuentes de alimentación conmutadas cuyo rendimiento es mucho mejor.

En este artículo se estudia las ventajas e inconvenientes de los reguladores de conmutación desde un punto de vista práctico.

En un circuito clásico de alimentación el transistor serie trabaja linealmente en el punto medio entre corte y saturación.

El transistor se comporta como una resistencia variable y disipa una potencia importante a causa de la caída de tensión en sus bornes. La potencia disipada aumenta proporcionalmente con el incremento de la corriente de carga o con la tensión diferencial entrada/salida. Este es el principal inconveniente de los reguladores clásicos.

Contrariamente el transistor de un circuito en conmutación sólo trabaja en corte o en saturación, y como se sabe estas son las mejores condiciones de funcionamiento para un transistor. El rendimiento en cualquier sistema viene definido por el cociente entre la potencia de salida y la de entrada. En general, para los reguladores clásicos (transistores serie) difícilmente se alcanza un rendimiento del 50 por 100, mientras que en los circuitos que trabajan en conmutación se llega al 75 por 100 (o algunas veces más). Esto, puede no impresionar, pero un estudio más detallado dará la verdadera medida de su valor.

Tomemos, por ejemplo, una fuente de ali-

mentación de 10 W (5V, 2 A). Con un rendimiento del 50 por 100. La potencia en la entrada (20W) es doble que la de salida (10W). La diferencia se disipa (y se pierde por tanto) en el circuito, si para la misma fuente de alimentación, utilizamos un regulador en conmutación (75 por 100 de rendimiento) tenemos que la potencia disipada por el circuito es, solamente de 3,3 W de modo que la mejora es de un 300 por 100. Esto permite utilizar un disipador más pequeño y un transformador cuyo tamaño es 1/3 más pequeño que el utilizado en un sistema convencional.

El reverso de la medalla

Si se comparan los dos sistemas, hay que admitir que no todo son cualidades en el de conmutación.

El rizado en la salida, es considerablemente más elevado (a veces, hasta algunas decenas de milivoltios) y la respuesta para variaciones bruscas en la carga es más deficiente. El circuito anejo, puede ser causa de «soplidos» o «silbidos», además puede

1

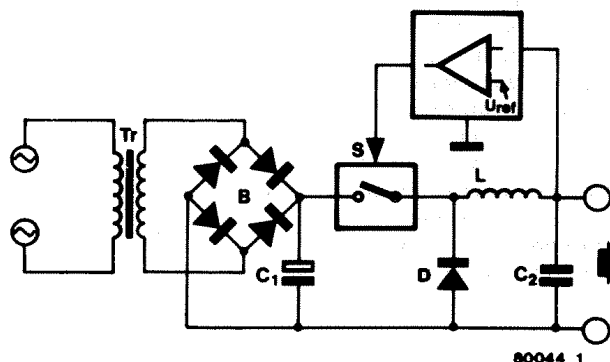
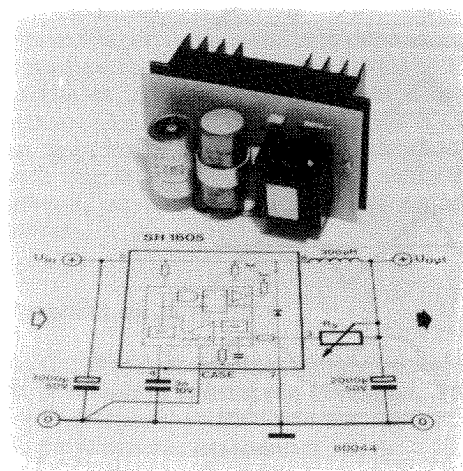


Figura 1. Diagrama de bloques para un regulador de tensión conmutado. S representa un interruptor electrónico (por ejemplo, un transistor de conmutación rápida.) Cuando S está cerrado la inductancia almacena energía y la suelta cuando está abierto.



Fotografía 1. Una presentación poco ortodoxa del circuito pero suficientemente clara. Este circuito puede suministrar 5 A a 5 V.

producir interferencias de RF debido a la rapidez de conmutación. Naturalmente, esto puede tener efectos perjudiciales en otra parte del sistema. El rendimiento de la alimentación a corte-saturación depende en gran medida de la velocidad de conmutación, por ello es imprescindible utilizar transistores (y diodos) rápidos. Estos deben seleccionarse con mucho cuidado teniendo en cuenta sus parámetros intrínsecos. Los fabricantes, disponen de tipos especialmente adaptados para este menester pero son caros. Otra fuente de problemas, en especial para los aficionados a la electrónica, es la necesidad de disponer de una inductancia específica para estos circuitos. A continuación se darán algunos detalles a este respecto.

Cómo funcionan los reguladores de conmutación

Existen dos tipos de alimentadores de conmutación, normalmente utilizados. En la fig. 1 se da el esquema sinóptico del más simple. Este difiere de uno normal, en que, el conmutador estático S, interrumpe o conmuta la potencia de salida sin consumir energía. El circuito comprende además una inductancia para filtrar la salida y un diodo cuya función se aclarará más adelante.

El circuito presentado en la fig. 2 se aproxima al ideal. La tensión de la red se rectifica y se aplica seguidamente al conmutador que está provisto de un sistema de regulación de forma que produce una tensión alterna regulada, con una frecuencia bastante superior a la de la red. Esta tensión regulada se reduce al nivel de salida deseado para ser a continuación rectificada y filtrada. El transformador de alimentación en este caso es de ferrita especial (tipo «ferroxcube») para funcionar a frecuencias elevadas (alrededor de 25 MHz) y es mucho más pequeño que uno normal de la misma potencia. Es de resaltar que los reguladores de conmutación no utilizan una onda cuadrada simétrica, sino más bien, una onda controlada con un factor de forma de 6:1 ya que con esto se obtiene un mejor rendimiento.

Posibilidades adicionales

Los sistemas conmutados, hacen algo más que estabilizar tensiones positivas, pueden hacer lo mismo, con tensiones negativas. Pero su verdadera ventaja, frente a los tradicionales, es que puede producir tensiones de salida superiores a las de entrada; esto permite obtener de una sola fuente varias tensiones; positivas y negativas sólo con la ayuda de unos cuantos reguladores. En las figs. 3, 4 y 5 se muestra este principio y se puede ver que los componentes utilizados son los mismos y sólo cambia su configuración.

Descripción del circuito

En las figs. 3a y 3b, se expone el funcionamiento de un estabilizador de tensión conmutado.

La tensión sin regular todavía, se aplica a la

2

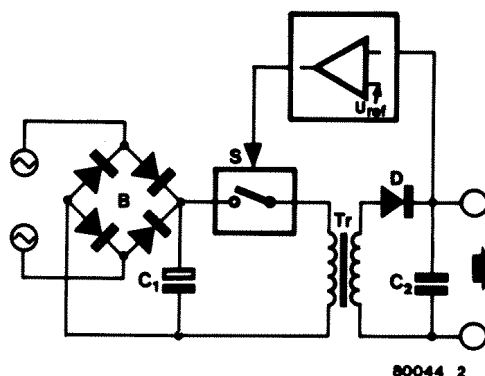
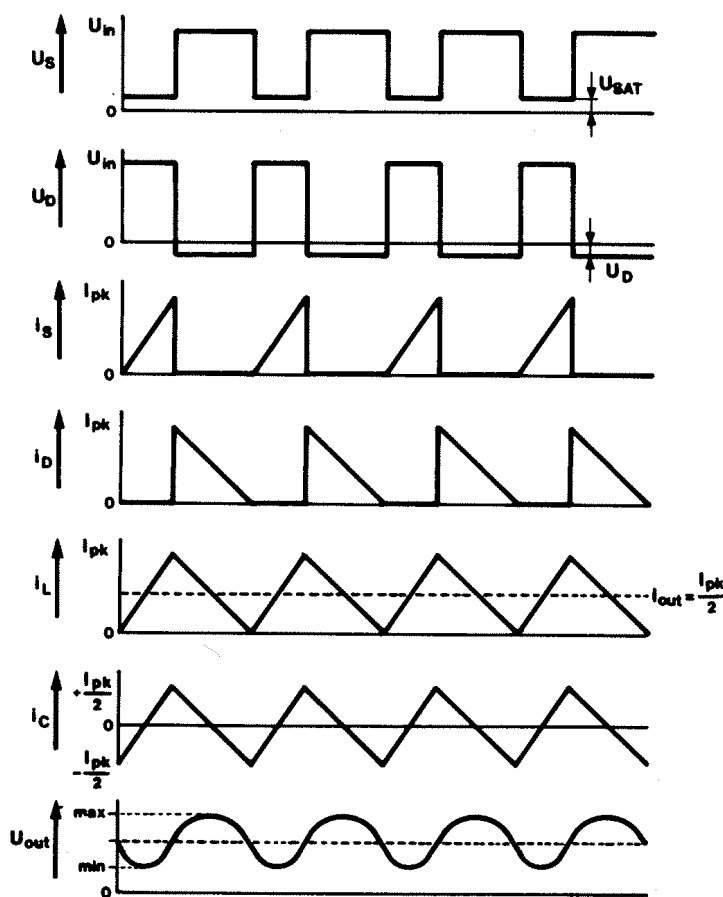
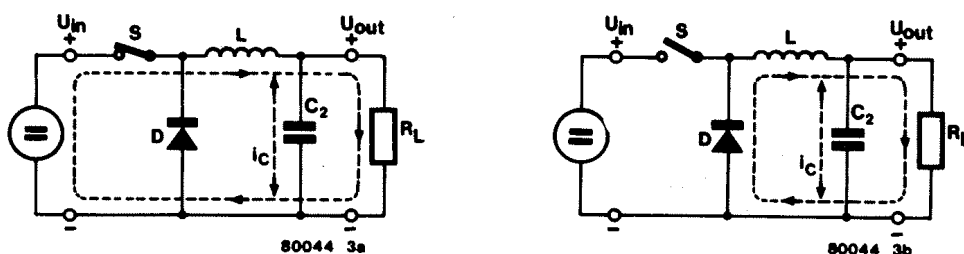


Figura 2. Una elegante configuración que elimina el voluminoso transformador tradicional sustituyéndolo por uno de tipo especial que trabaja a grandes frecuencias. Por razones de seguridad no se recomienda este montaje a los aficionados.

3



80044 3c

Figura 3. El comportamiento de un regulador conmutado está determinado por las propiedades de la inductancia L. Las intensidades que circulan por las inductancias tienden a ser estacionarias, de manera similar a lo que sucede con la tensión en bornes de un condensador.

entrada U_{in} y la salida estabilizada se aplica a la carga R_L . Mientras que S está abierto, no puede circular ninguna corriente de entrada, y la tensión aparece en bornes del interruptor. Cuando se cierra S (fig. 3a) toda la tensión de la entrada se aplica al diodo D (que no conduce) y a la inductancia L. Si bien en el momento inicial, toda la tensión está en bornes de L, la corriente que la atraviesa crece exponencialmente para cargar el condensador C2, y hacer subir la tensión de salida. Cuando la tensión de salida en bornes de C2 y R_L alcanza un cierto nivel, (prefijado) se abre nuevamente interrumpiendo la corriente de entrada. Pero la corriente en una inductancia no puede hacerse cero instantáneamente y durante un cierto tiempo la energía magnética en ella almacenada hace circular una intensidad en el sentido en que conduce el diodo D (fig. 3b) por lo que se continúa cargando C2 y alimentado R_L . Como la corriente entregada por L está por debajo de la consumida por la carga, se completa descargándose C2 y disminuyéndose la tensión de salida.

Cuando en la salida la tensión baja de un cierto nivel se cierra el interruptor S, completándose así el ciclo y empezando de nuevo el proceso. Para los lectores interesados en una información más precisa, en la fig. 3c se dan algunas formas de onda, de tensiones y corrientes del circuito.

Numerosos constructores, actualmente fabrican circuitos integrados especiales para trabajar en conmutación. En la foto 1 se puede ver un ejemplo de ello. Este regulador 5V y 5A se compone del circuito integrado Fairchild SH 1605 y de sólo cinco componentes adicionales. Algunas de sus características son:

- Tensión de entrada: de 12 a 18 V.
- Característica máxima de salida: 5V, 5A (25W).
- Corriente de salida mínima: 1A.
- Rizado: 100 mV.
- Rendimiento: 70 por 100.

Inversión de polaridad

Haciendo unas pequeñas modificaciones (que incluyen la inversión del diodo) en el circuito regulador puede invertirse la tensión de entrada. En la fig. 4 se muestra como se puede hacer esto, con la ayuda de un CI TEXAS TL 497.

El principio de funcionamiento debe sernos ahora familiar. La energía magnética se almacena en la bobina, mientras que S está cerrado. Cuando se abre S, L carga a C2 con una tensión negativa a través del diodo hasta que la tensión en la salida actúa de nuevo S, cerrándolo y el ciclo vuelve a comenzar.

Elevación de la tensión

Los circuitos descritos hasta ahora, estabilizan la tensión o invierten la polaridad. Vamos a descubrir ahora como los reguladores de conmutación pueden elevarla (figura 5).

Cuando el interruptor S está cerrado, la corriente sólo puede circular por la inductancia L. Pero cuando se abre S se induce

4

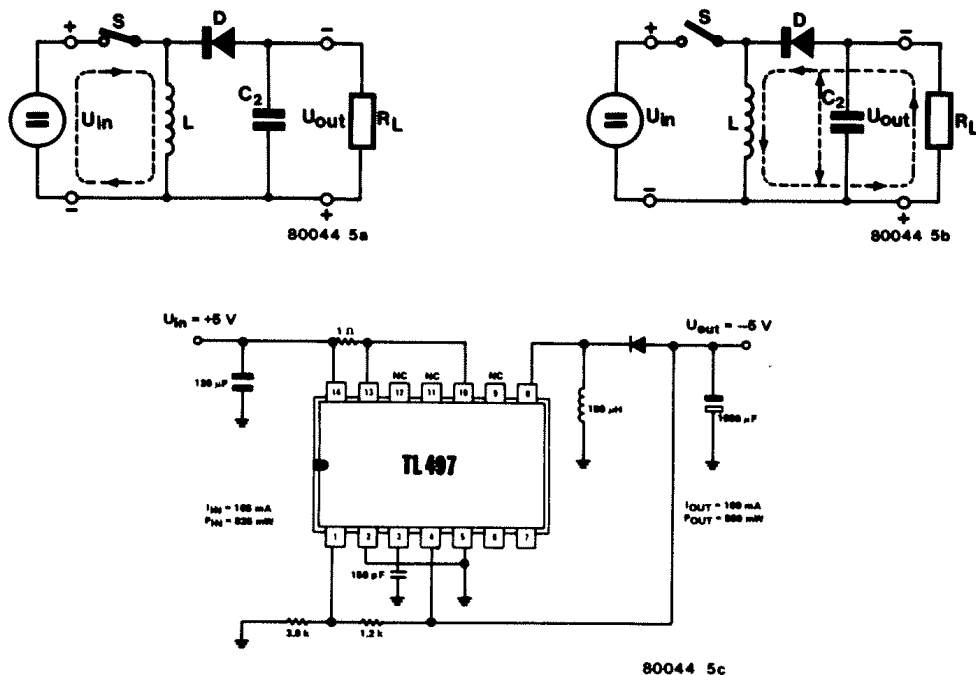


Figura 4. Esta configuración permite obtener salidas de polaridad inversa a tensiones superiores o inferiores a la tensión de entrada.

5

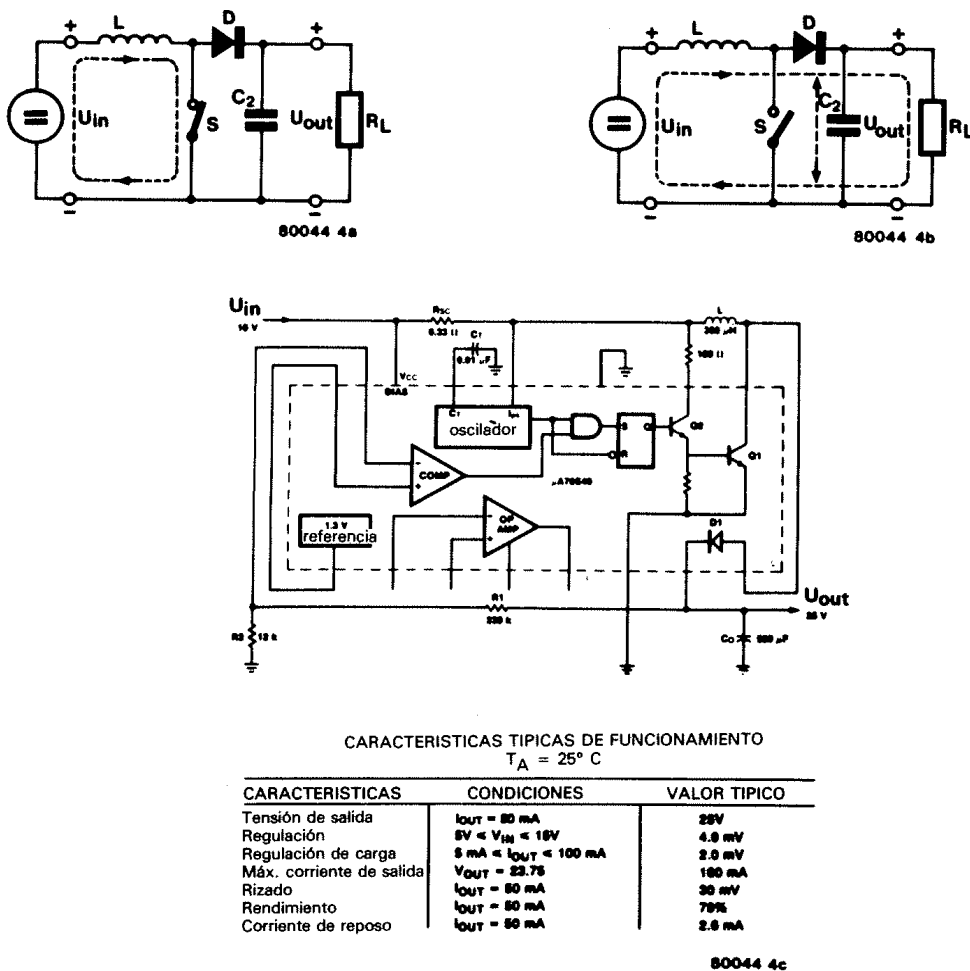


Figura 5. Esta configuración proporciona una tensión de salida del regulador superior a la tensión rectificada a la salida del transformador.

en L una tensión que se opone a la disminución de intensidad que circulará por ella. En esta posición C2 se carga a través del diodo D hasta que se alcanza un valor prefijado, momento en que se cierra de nuevo el interruptor.

La fig. 5 muestra un circuito práctico realizado, utilizando el circuito integrado Fairchild μ A 78540. Análogamente a lo que sucedía con el circuito de TEXAS antes mencionado este componente puede utilizarse en las tres configuraciones básicas: reductor, inversor y elevador.

A partir de una tensión de entrada de 10 V este circuito puede suministrar 160 mA a 25V con un rendimiento del 79 por 100. El μ A 78540 permite manejar intensidades de 1,5A siendo la intensidad de salida 750 mA conviene observar, sin embargo, que el diodo interno D1 sólo puede soportar 300 mA. Naturalmente puede evitarse este problema por medio de un transistor y un diodo externo.

Otras características técnicas

Si se quiere conocer más a fondo las aplicaciones y posibilidades de este tipo de circuitos, al final de este artículo se cita la bibliografía adecuada.

Algunos consejos

En cierta medida la construcción de circuitos conmutados tienen similitudes con los de alta frecuencia. Así deben cuidarse especialmente los flancos de conmutación y las componentes de alta frecuencia.

Los conductores que transportan corrientes pulsantes deben ser lo más cortos posible: sólo se pone a masa el circuito en un solo punto. Dado que el rizado depende del condensador de salida este ha de ser de tántalo, debido a las altas frecuencias que se manejan. Los condensadores electrolíticos de gran capacidad, pueden obtenerse, conectando otros más pequeños en paralelo. Es aconsejable que la tensión de trabajo de los condensadores electrolíticos sea la mitad que la nominal, con lo que se mejorará el funcionamiento del circuito.

Desgraciadamente, no se pueden utilizar diodos o transistores corrientes ya que si estos no son lo bastante rápidos, disiparán más potencia de la necesaria, reduciendo el rendimiento del regulador.

Construcción de la inductancia

La mayoría de los aficionados a la electrónica prefieren no tocar el tema del diseño y construcción de bobinas, y aunque en el mercado existen algunos tipos de inductancias para ciertas aplicaciones, no se puede evitar el tener que calcularlas y construirse uno mismo. Afortunadamente esto no es muy difícil si se siguen los siguientes consejos. Las inductancias que aquí nos ocupan se realizan sobre núcleos de ferrita tales como el N 27 de SIEMENS, o el 3C8 de Philips que se adaptan bien a estos circuitos, por sus bajas pérdidas a estas frecuencias de trabajo (20 a 50 kHz). Para simplificar los cálculos sólo considera-

6

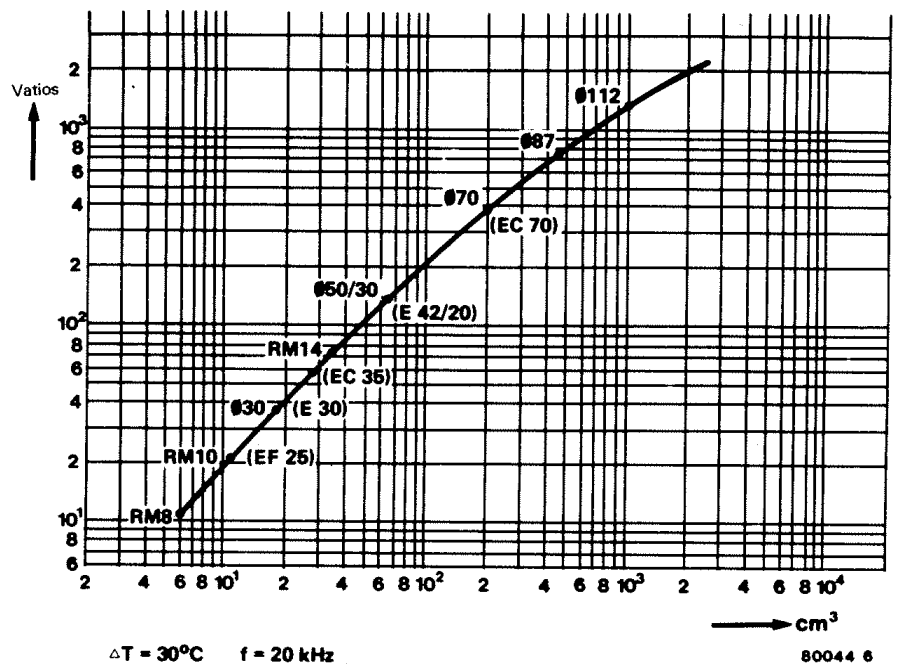


Figura 6. Este gráfico especifica la potencia máxima que se puede transferir en función del tamaño del núcleo (ferroxcube) de una inductancia.

remos dos parámetros: la inducción máxima admisible por el núcleo y el valor de la inductancia. En el gráfico de la fig. 6 se especifica la cantidad máxima de potencia transferible, en función de las dimensiones del núcleo. Si la inducción pasa de un valor máximo, la inductancia disminuye, lo cual hará circular una corriente excesiva por la bobina, que si bien no daña inmediatamente, al diodo o al transistor si hará subir peligrosamente la tensión de salida. Es por esto que se deben utilizar núcleos de sección sobredimensionada. La gráfica muestra que un núcleo de 30 mm. de diámetro, puede soportar hasta 30W.

Una vez decidida la sección del núcleo podemos calcular la inductancia. Para ello debemos conocer el parámetro A_L (inductancia específica). Este parámetro es función: del tipo de material magnético, de la sección del núcleo y del entrehierro, y su valor lo da el fabricante. Es normal que las bobinas tengan un número de espiras comprendido entre 50 y 100; ya que menos espiras harían subir alarmantemente las pérdidas. El rendimiento óptimo se obtendrá utilizando el hilo más grueso que se pueda. La inductancia resultante es igual; al valor del parámetro A_L (en nanohenrios) multiplicado por el cuadrado del número de espiras. Por tanto, si para un núcleo con $A_L = 400$ nH se desea construir inductancia de 300 μ H, el cálculo será:

$$\sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-9}}} = 27 \text{ espiras}$$

Bibliografía

Philips: Data Handbook 'soft ferrites'.

Siemens: Datenbuch 'Ferrite'.

Fairchild: Data Sheet SH 1605.

Data Sheet A 78S40.

Application note SH 1605.

Application note A 78S40.

Texas Instruments: Application Report 'designing switching voltage regulators with TL 497'.

Junior computer

La creciente complejidad y el elevado coste de los sistemas de ordenador «caseros» constituyen los inconvenientes más serios que encuentran aquellos que quieren iniciarse en la programación y manejo de un miniordenador. Nosotros sabemos que muchos de nuestros lectores que querían construir ellos mismos su propio sistema de miniordenador carecen de los suficientes conocimientos técnicos para afrontar con éxito tal empresa. Justo para solucionar esta situación hemos desarrollado el sistema Junior Computer pensando para «abrir la puerta» de la electrónica de ordenadores a aquellos lectores que necesitan un pequeño empujón para entrar en ella. Queremos insistir especialmente en que (a pesar de ser un sistema simple en cuanto a construcción) el Junior Computer no es un juguete sino un sistema de ordenador eficaz y efectivo, con grandes posibilidades para futuras ampliaciones que ha sido diseñado para uso de aficionados o/y de expertos. Asimismo tenemos el propósito de publicar cientos de programas que van desde sencillos juegos hasta un compilador PASCAL (el lenguaje de ordenador del futuro). Con este artículo queremos dar una descripción general de la construcción y funcionamiento del sistema Junior Computer (en adelante JC). Sin embargo y dada su extensión, hemos decidido publicar en forma de libro una descripción más detallada. La llegada al mercado del primero de los libros dedicados al «Junior Computer», se producirá junto con el próximo número de la revista; mientras tanto, este artículo dará al lector una idea previa bastante completa del alcance y posibilidades del sistema.

Existen muchos lectores que desearían saber más sobre miniordenadores o microprocesadores pero carecen de la preparación técnica necesaria o consideran la materia demasiado complicada. Para el aficionado medio bastan estas dos razones (junto con el elevado costo) para convencerle de que la programación y manejo de un sistema miniordenador están fuera de sus posibilidades. Para evitar en lo posible este estado de cosas hemos diseñado nuestro sistema «Junior Computer» (JC). La palabra «Junior» se explica no por las posibilidades del sistema (aunque pequeño en tamaño, el JC puede ser utilizado con lenguajes de alto nivel, tal como el PASCAL) sino por el hecho de que constituye el primer paso para entender y manejar sistemas mucho mayores y más potentes. Su gran capacidad de expansión y la utilización de un método de operación simplificado son dos de sus características más sobresalientes.

El «corazón» del JC ocupa tan sólo una placa de circuito impreso; esto elimina gran parte de los temores que suelen inspirar al aficionado los sistemas grandes y complicados. Nuestra intención en este artículo es animar a nuestros lectores para que den los primeros pasos hacia la construcción y manejo de su propio ordenador personal. En consecuencia, no trataremos aquí en profundidad detalles concretos de construcción o manejo del equipo, que serán publicados dentro de poco en forma de libro (libros Junior Computer 1 y 2), sino que procuraremos tentar al lector y conseguir con este artículo «enrollarle» en el mundillo de los ordenadores. Para aquellos lectores que estén ya familiarizados con ordenadores hemos incluido la tabla 1 que contiene las especificaciones básicas del sistema JC.

Diagrama de bloques

Las características del JC pueden verse en el diagrama de bloques de la figura 1. El núcleo de todo sistema ordenador es la CPU (Unidad Central de Proceso). En nuestro caso se trata de un microprocesador 6502, un circuito integrado de 40 patillas que cabe perfectamente en la palma de la mano (por favor, procure no comprobar esto último: el circuito integrado fuera de su zócalo sólo puede cogerse por la propia pastilla de material plástico o cerámico). Su función básica es la de controlar las comunicaciones entre las diversas partes del ordenador conforme a las instrucciones del programa. Un generador de reloj (oscilador) es de alguna forma el «marcapasos» del procesador.

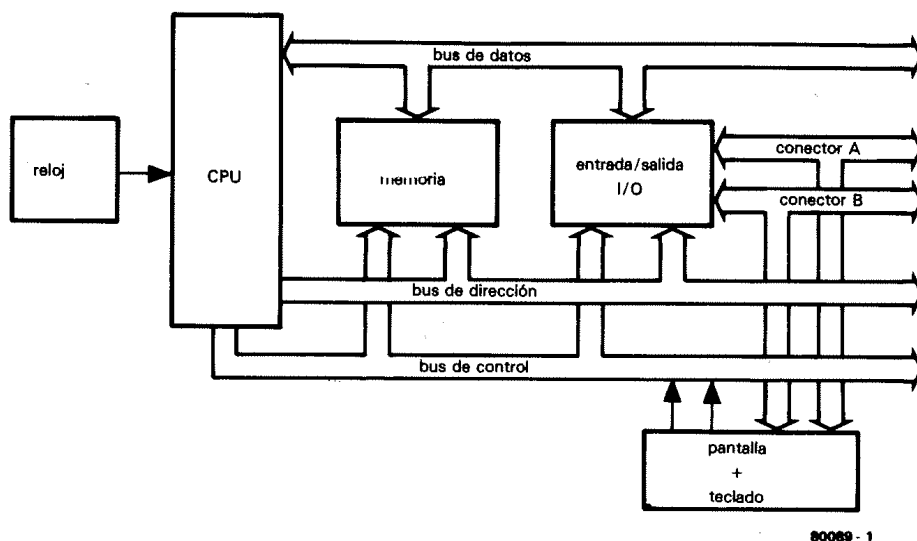
Un microprocesador requiere una cierta cantidad de memoria para almacenar datos e instrucciones de programa. Esta memoria está dividida en el JC en dos secciones, la primera de las cuales alberga el programa monitor y los datos permanentes. El programa monitor contiene un cierto número de rutinas que gobiernan (realizan) funciones tales como la carga de un programa, inserción y borrado de líneas, etc. La segunda sección de la memoria se utiliza para almacenar datos variables e instrucciones de programa.

El bloque marcado «I/O» (Entrada/Sa-

lida) representa el único contacto entre ordenador y mundo exterior, incluyendo en éste el teclado y la pantalla. El bloque I/O puede aparecer también como PIA (Peripheral Interface Adapter). Su función no es otra que la de transmitir datos en ambas direcciones, aunque también puede almacenar temporalmente. Un último bloque está formado por el teclado y la pantalla, a través de los cuales el operador se comunica con el ordenador.

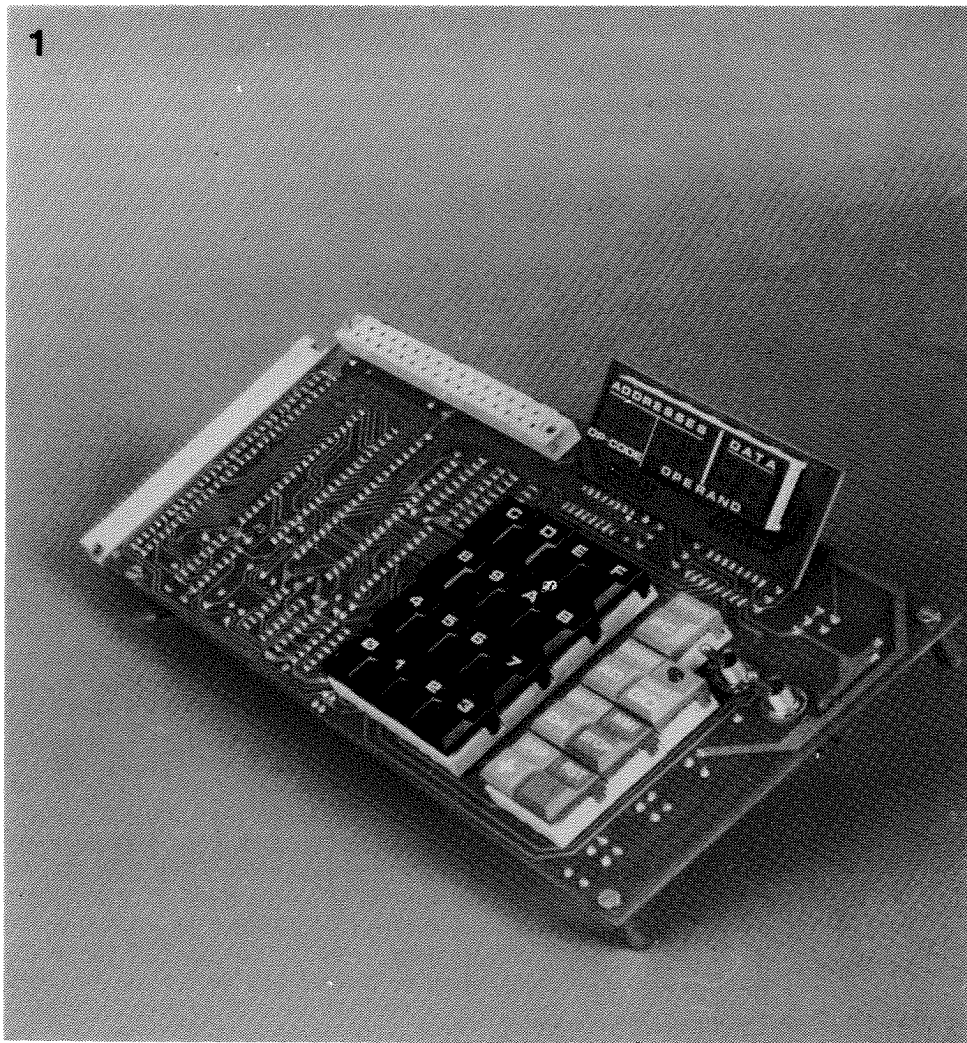
Los ordenadores no son tan inteligentes como algunos programas de televisión querían hacernos creer. En efecto, ellos solamente llevan a cabo un cierto número de instrucciones (programadas) en un cierto orden (también programado). En un sistema general (en el nuestro también, como puede verse en la figura 1) hay tres distintos haces de interconexión en paralelo entre puntos homólogos del sistema. Estos conjuntos de cables son denominados «buses» (no confundir con el carril-bus) y transportan datos y señales de control. El bus de datos está constituido por un cierto número de líneas a lo largo de las cuales los datos (informaciones) se transmiten de bloque en bloque. El procesador necesita también indicar la posición de memoria en que el dato ha de ser almacenado (o extraído). Esto se realiza con la ayuda del bus de direcciones. Por último, el bus de control tiene la misión

1



80089 - 1

Figura 1. — Diagrama de bloques del Junior Computer.



Fotografía 1. — El sistema Junior Computer completo. Pueden verse con claridad el teclado y la pantalla; el microprocesador y los demás componentes están al otro lado de la placa de circuito impreso.

de transmitir órdenes de control desde la CPU a los distintos órganos del sistema. Con este bus la CPU controla en cada momento el estado interno del sistema (por ejemplo, controla la naturaleza y dirección de las transferencias de datos y la ejecución de las sucesivas secciones del programa). Esta breve descripción de funciones nos servirá para entender un poco más sobre los diversos bloques, sus funciones e interconexiones. Veamos ahora el circuito más detalladamente.

Esquema del circuito

El circuito del sistema completo Junior Computer puede verse en la figura 2, a excepción de la fuente de alimentación. Comparando el esquema con la figura 1 podremos conocer fácilmente cada bloque. El CI marcado como IC1 es el microprocesador 6502. Bajo él puede verse el oscilador de reloj formado por N1, R1, D1, C1 y el cristal de cuarzo de 1 MHz. El circuito utiliza un reloj de «dos fases», esto es, dos señales de reloj relacionadas entre sí y marcadas en el circuito como señales Ø1 y Ø2. La memoria está constituida por IC2, IC4, IC5 y parte de IC3. El programa monitor se almacena en la memoria EPROM IC2. Las memorias EPROM, como ya sabrán muchos de nuestros lectores, son memorias ROM programables y «borrables» tantas veces como se desee. El programa monitor constituye el programa más básico y fundamental del sistema. Las memorias RAM IC4 y IC5 se utilizan como memoria disponible para el usuario y tienen una capacidad de 1024 octetos (bytes) entre las dos. Las iniciales RAM y ROM corresponden como es sabido a la terminología anglosajona Random-Acces Memory (Memoria de acce-

2

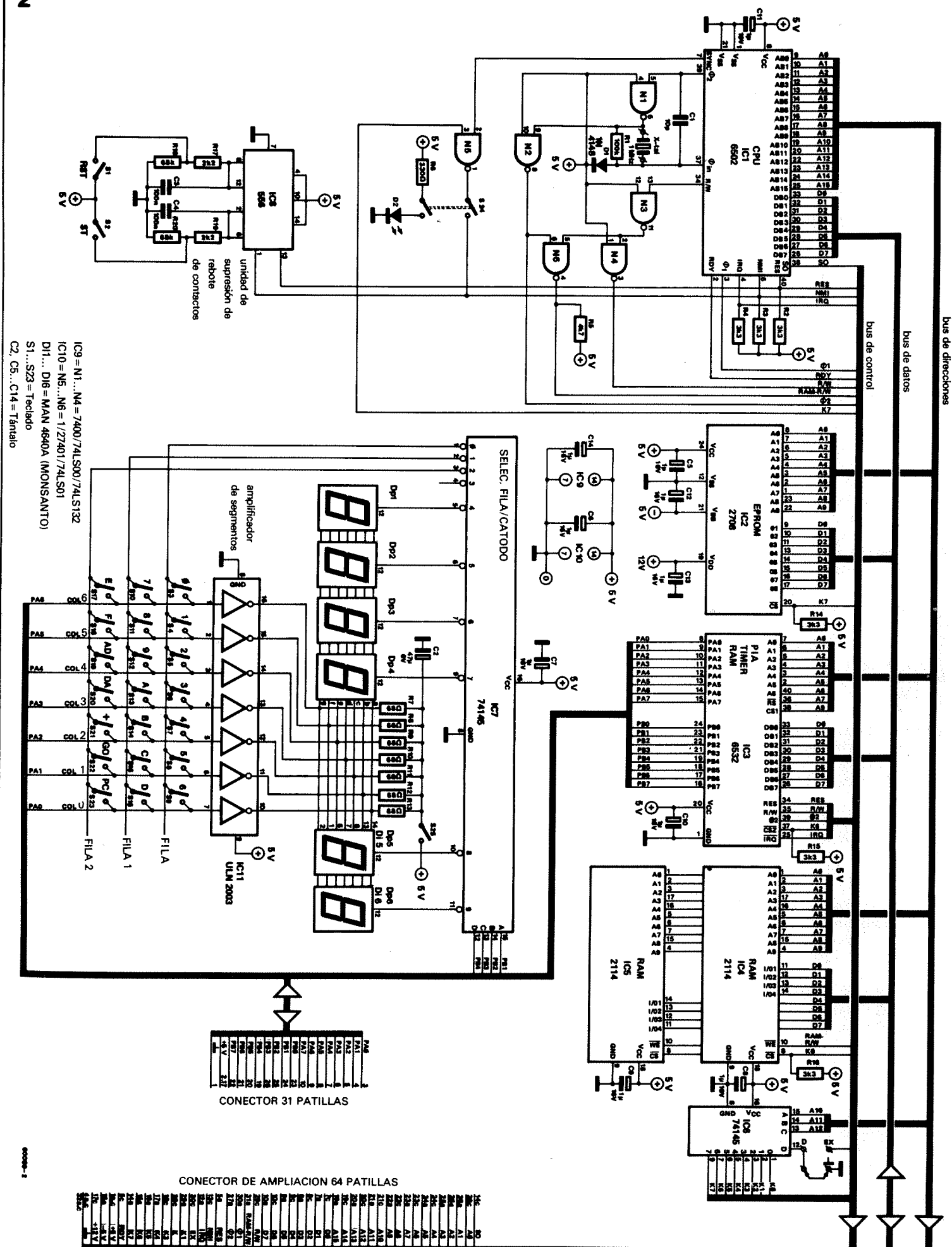


Figura 2. — Esquema del Junior Computer.

so aleatorio y Read-Only Memory (Memoria de sólo lectura).

En el PIA (IC3) hay también 128 bytes de memoria RAM. El PIA constituye un amplificador de datos (buffer) que une el ordenador con las salidas A y B en ambas direcciones (Entrada/Salida). Estas salidas están unidas a un conector del tipo normalizado de 31 contactos. El circuito integrado IC3 contiene también un temporizador de intervalos programable.

Los dígitos de la pantalla (Dp1...Dp6) y los pulsadores del teclado (S1...S23) pueden verse en la parte inferior del esquema. De estas teclas, 16 sirven para introducir datos o direcciones en forma hexadecimal y las siete restantes gobiernan varias funciones de control. Desde la salida A parten siete líneas a través de las cuales se transfieren los datos al display (pantalla) y se toman los datos e instrucciones que el operador introduce desde el teclado. La información que en cada instante presenta la pantalla es controlada por el programa monitor, que también se encarga de «entender» lo que las teclas de funciones específicas significan. El circuito integrado IC7 se encarga de la frecuencia de presentación o encendido de dígitos en pantalla (multiplexado) y de comprobar periódicamente el estado de la matriz que forman los interruptores del teclado para averiguar si alguno ha sido pulsado (y, en su caso, cuál). El pulsador S24 sirve para desconectar la pantalla.

La pantalla puede ser utilizada de dos maneras distintas. Normalmente, los cuatro dígitos más a la izquierda indica una dirección y los dos de la derecha indican el datos contenido en esa dirección. Como segunda posibilidad, puede hacerse también que los dos dígitos más a la izquierda indiquen el código hexadecimal correspondiente a una instrucción mientras los otros cuatro indican la dirección del datos al que se aplica esa instrucción. Esto simplifica notablemente la entrada de instrucciones de programa.

El decodificador de direcciones de IC6 proporciona señales de selección para cada uno de los bloques de memoria. Estas son, respectivamente, K7, K6 y K0 para la memoria EPROM, el PIA y la memoria RAM. Las otras cinco señales de selección posibles quedan disponibles para una ulterior expansión del sistema. Las RAMs requieren también una señal adicional de escritura/lectura (R/W) que aparece a través de la puerta N6 y se genera a partir de la señal de escritura/lectura del 6502 combinada con la señal de reloj $\phi 2$ (señal de validación del bus de datos). Otra señal de control es RES (Reset o puesta a cero), que sitúa el microprocesador y el PIA en el estado inicial adecuado para el programa monitor. Esta señal es generada al pulsar la tecla RST (S1). La mitad del integrado IC8 (temporizador 556) se utiliza para suprimir cualquier posible rebote de contactos con esta tecla.

Existen dos maneras de interrumpir en un momento dado la ejecución de un programa mediante una «NMI» (Non Maskable Interrupt = Interrupción no evitable). La primera nos la proporciona la tecla «STOP» (S2) que utiliza la otra mitad de IC8 para evitar el rebote de contactos. La

3

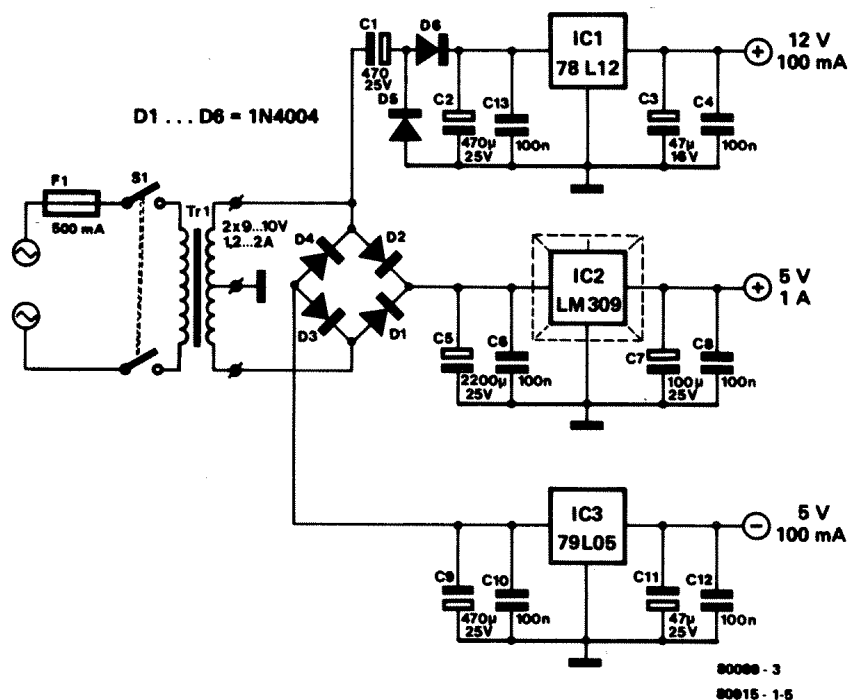


Figura 3. — La fuente de alimentación que proporciona las tres tensiones que precisa el Junior Computer.

segunda se lleva a cabo con el interruptor STEP (tecla S24) en posición «ON», que hace que la salida de N5 pase, de nivel alto a nivel bajo.

La conexión IRQ (orden de interrupción) causa la interrupción del programa, por ejemplo, actuando sobre el Temporizador de Intervalos en IC3. En el bus de control están presentes también las dos señales de reloj $\phi 1$ y $\phi 2$, que controlan el funcionamiento del PIA, así como la señal R/W (escritura/lectura), que determina la dirección de la transferencia de datos en la memoria RAM. Por último, las líneas RDY, SO y EX permitirán realizar expansiones sucesivas del sistema.

Todas las señales de control, direcciones y datos se aplican también a un conector de expansión de 64 patillas con el objeto de (como su propio nombre indica) posibilitar la expansión futura del sistema.

La figura 3 muestra la fuente de alimentación para el JC que proporciona tres tensiones distintas: + 5 V para todos los circuitos integrados y los dígitos LED de la pantalla y + 12 V y - 5 V para la memoria EPROM (IC2). Los condensadores C5...C14 se encargan del necesario desacople.

Algunas recomendaciones

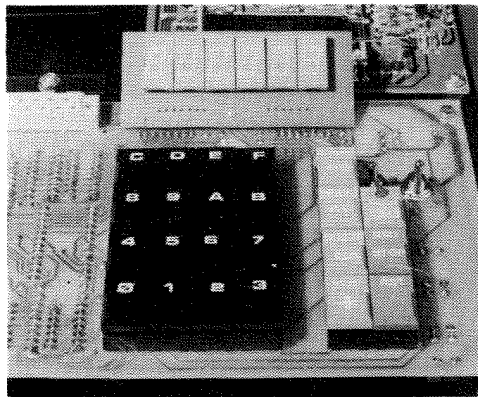
Es conveniente hacer algunas consideraciones de utilidad antes de comenzar a trabajar en la construcción del sistema. Este está constituido por tres placas de circuito impreso de las cuales una es del tipo de doble cara con taladros metalizados. Es recomendable comprobar la continuidad de cada taladro con ayuda de un ohmímetro para asegurarse de que las pistas de uno y otro lado que han de quedar eléctricamente unidas por medio del metalizado, lo están realmente. Esta comprobación evita problemas de falsos contactos que si se presentan con los componentes ya soldados resultan muy difíciles de resolver.

Por supuesto, la memoria EPROM 2708 que nos den en la tienda no estará programada. En consecuencia, el lector que tenga a su disposición un programador PROM deberá programar el mismo su CI con arreglo al programa monitor en hexadecimal (hexdump) que incluimos al final de este artículo. Aquellos que no dispongan de esa posibilidad pueden adquirir el CI 2708S ya programado a través de los establecimientos que comercialicen los kits de ELEKTOR, en caso de dificultades en encontrar este circuito ya programado pueden dirigirse a la redacción de la revista, servicio comercial (SC).

Cómo construir el Junior Computer

La construcción del Junior Computer no presenta dificultad alguna. Si se monta cuidadosamente (poniendo particular atención en las soldaduras) y se siguen las instrucciones al pie de la letra, es difícil que el sistema no funcione «a la primera». Las tres secciones del JC están construidas cada una en una placa de circuito impreso distinta: la placa principal (incluyendo el teclado), la pantalla y la fuente de alimentación. Damos a continuación la secuencia de montaje.

- Empezaremos con la placa más pequeña de las tres, es decir, por la pantalla (fig. 6). Está conectada a la placa principal mediante 13 trozos de cable rígido, de unos dos cm., que se encargan también de la necesaria rigidez mecánica. Los dígitos LED de siete segmentos pueden ser soldados directamente sobre la placa de circuito impreso.
- El circuito impreso principal puede verse en las figs. 4 y 5. Con la ayuda del dibujo que muestra la disposición de los componentes sobre la placa, es posible determinar cómodamente en qué lado del circuito debe soldarse cada componente. Deben montarse primero las resistencias R1...R20 y el diodo D1, después los con-



4a

densadores C1...C13 y por último todos los zócalos de circuito integrado (es recomendable utilizar zócalos, especialmente para IC1, IC2 e IC3) y los circuitos integrados que van sin zócalo. Conviene que el tipo de zócalo elegido sea de la mejor calidad, con contactos dorados.

- A continuación se procede al montaje en el otro lado de la placa. Las teclas o pulsadores S1...S23 y el LED D2 (atención a la polaridad) deben ser los primeros componentes en montarse. Las teclas S24 y S25 se conectarán después utilizando trozos cortos de cable aislado. En el circuito impreso principal hay sólo un puente que conecta la entrada «D» de IC6 a la línea de 0 V. La otra conexión indicada entre D y EX está prevista para futuras ampliaciones y sustituye a la que acabamos de hacer. El conector de 31 patillas se monta en el lado del teclado, mientras que el conector de 64 patillas, se suelda por el otro lado del circuito. A continuación se conectan entre sí los circuitos impresos de pantalla y principal. La distancia entre ambas placas debe ser de alrededor de 5 mm. Todo lo que queda para terminar la placa principal es soldar el cristal de cuarzo de 1 MHz e introducir IC1, IC2 e IC3 en sus respectivos zócalos. La placa queda así terminada.

- La fuente de alimentación no debe suponer una dificultad para nadie, dado lo sencillo de su construcción. Los componentes se montan con arreglo a la fig. 7, sin olvidar las arandelas aislantes de mica para IC2. Es conveniente aplicar un poco de pasta de silicona en ambos lados de ambas arandelas. La conexión eléctrica entre el circuito impreso principal y la fuente de alimentación puede ser realizada mediante cable de cuatro conductores que vaya hasta el conector de 64 patillas. El conexionado se hará como sigue:

- + 12 V a la patilla 17c.
- + 5 V a la patilla 1a, 1c.
- 5 V a la patilla 18a.
- 0 V a las patillas 4a, 4c.

Debe cuidarse especialmente el realizar estas conexiones exactamente en la forma indicada. Una equivocación tan normal como el confundir dos patillas vecinas puede resultar aquí muy cara.

Con estas conexiones terminamos la construcción del sistema y nos acercamos al momento de la verdad.

Conexión

Antes de conectar es conveniente echar una última ojeada al conjunto. ¿Están todos los

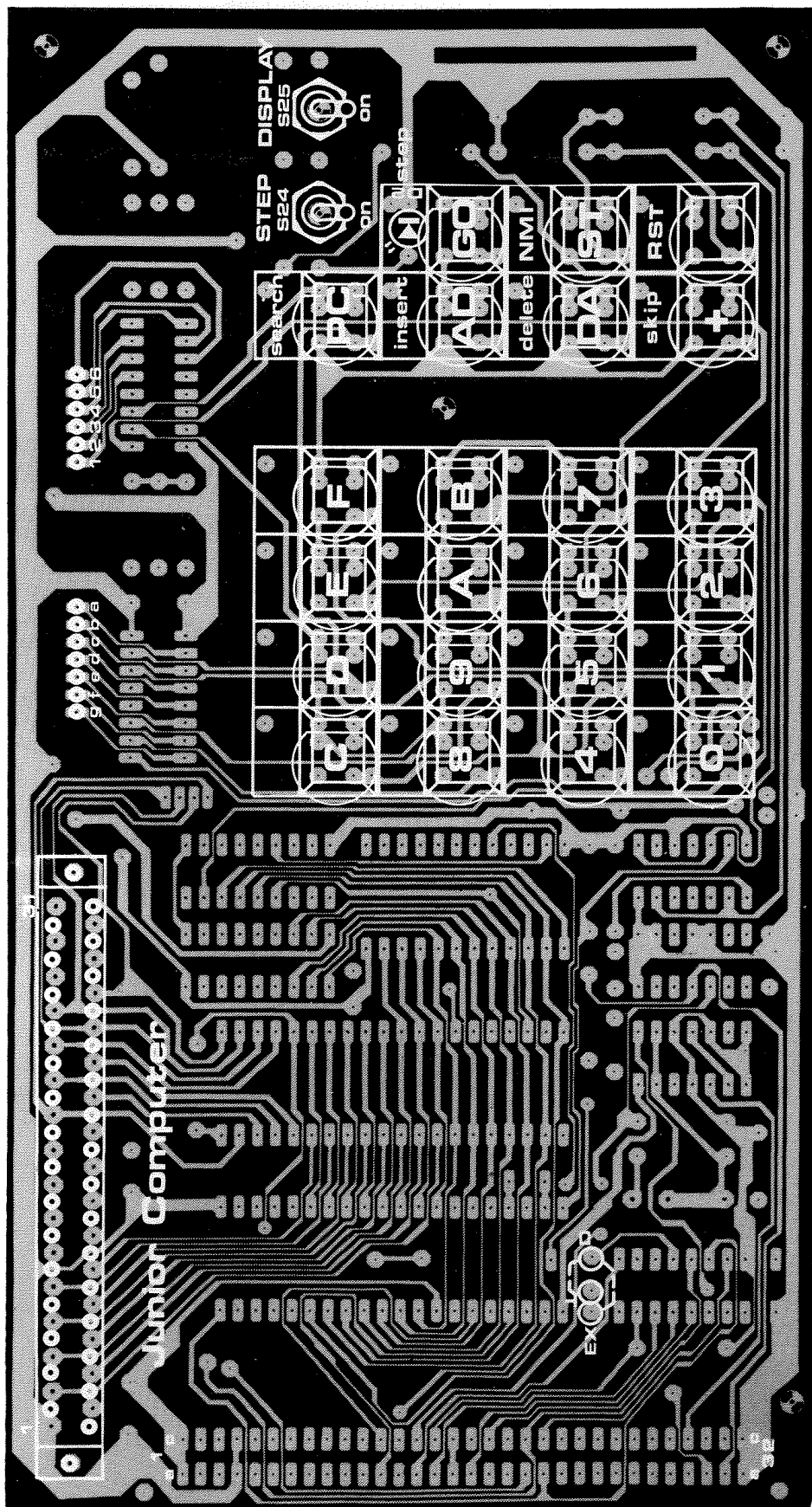
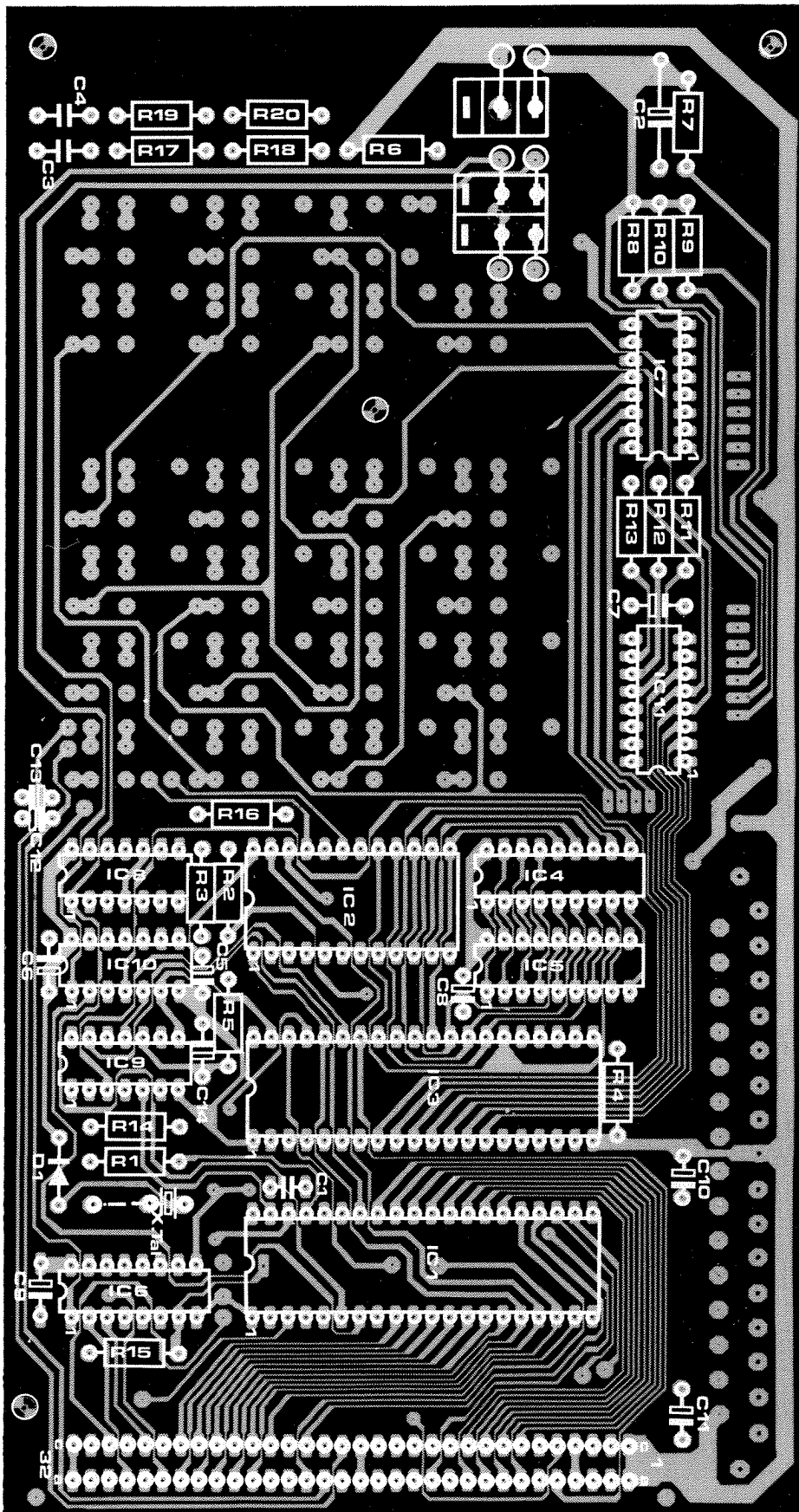


Figura 4. — Plano de situación del teclado (a) y componentes en general (b) para la placa de circuito impreso principal (EPS 80089-1).

4b



Lista de componentes del Junior Computer

Resistencias:

R1 = 100 k
 R2,R3,R4,R14,R15,R16 = 3k3
 R5 = 4k7
 R6 = 330 Ω
 R7...R13 = 68 Ω
 R17,R19 = 2k2
 R18,R20 = 68 k

Condensadores:

C1 = 10 p cerámico
 C2 = 47 μ /6 V tántalo
 C3,C4 = 100 n MKH (poliéster)
 C5...C14 = 1 μ /35 V tántalo

Semiconductores:

IC1 = 6502 (Rockwell)
 IC2 = 2708
 IC3 = 6532 (Rockwell)
 IC4,IC5 = 2114
 IC6,IC7 = 74145
 IC8 = 556
 IC9 = 74LS00, 7400, 74LS132
 IC10 = 74LS01, 7401
 IC11 = ULN2003 (Sprague)
 D1 = 1N4148

Varios:

S1...S21, S23 = tecla
 S22 = tecla + LED
 S24 = interruptor dos circuitos
 S25 = interruptor un circuito
 Dp1...Dp6 = MAN 4640 A
 (Monsanto) cátodo común
 Conector macho 64 patillas
 soldadura perpendicular a la
 placa DIN 41612
 Conector hembra 31 patillas
 soldadura perpendicular a la
 placa DIN 41617
 1 cristal de 1MHz.
 1 zócalo de C. I. de 24 patillas
 1 zócalo de C. I. de 40 patillas

Lista de componentes de la fuente de alimentación

Condensadores:

C1,C2,C10 = 470 μ /25 V
 C3,C11 = 47 μ /25 V
 C4,C5,C8,C9,C12,
 C13 = 100 n MKH (poliéster)
 C6 = 2200 μ /25 V
 C7 = 100 μ /25 V

Semiconductores:

IC1 = 78L12ACP (5%)
 IC2 = LM 309K
 IC3 = 79L05ACP (5%)
 D1...D6 = 1N4004

Varios:

Tr1 = transformador primario 220 V
 sec. 2 $\times$ 9...10 V/1.2...2 A
 S1 = interruptor dos circuitos
 F1 = fusible 500 mA,
 con porta fusibles

Tabla 1

Características del Junior Computer

- Sistema ordenador en un solo circuito impreso.
- Programable en lenguaje de máquina (hexadecimal).
- Microprocesador 6502.
- Cristal de 1 MHz.
- 1024 bytes de programa Monitor en EPROM
- 1024 bytes de memoria RAM.
- PIA tipo 6532 con dos I/O (entrada/salida), 128 BYTES DE RAM y temporizador de intervalos programable.
- Pantalla de seis dígitos de siete segmentos.
- Teclado hexadecimal con 23 teclas: 16 alfanuméricas y 7 de control de doble función.

Teclas de control (modo normal)

- + : Incremento en uno la dirección en pantalla.
- DA : Entrada de datos.
- AD : Entrada de direcciones.
- PC : Presenta el contenido de la posición en que esté el contador de programa.
- GO : Comienza la ejecución del programa a partir de la dirección en pantalla.
- ST : Interrumpe el programa mediante NMI.
- RST : Llama al programa monitor.
- STEP: Presentación del programa paso a paso con ayuda de la tecla GO.

Teclas de control (modo editor mediante ST)

- insert : Insertar paso de programa antes de la dirección en pantalla.
- input : Insertar paso de programa después de la dirección en pantalla.
- skip : Salta al siguiente código de operación.
- search : Búsqueda de una etiqueta de programa dada.
- delete : Borrado de una fila de caracteres en pantalla.

Posibilidades:

- Disponibilidad: todos los registros internos pueden ser presentados en la pantalla.
- Editor hexadecimal: identificación de etiquetas en hexadecimal (JMP, JSR); las instrucciones de ramificación operan con etiquetas.
- Ensamblador hexadecimal: conversión de etiquetas numéricas en valores de desplazamiento para direccionamiento real.
- Ramificaciones: cálculo de direcciones para instrucciones de salto.

Aplicaciones:

- Utilizable como base para muchas ampliaciones.
- Puede utilizarse como una placa de CPU 6502.
- Sistema muy instructivo y útil para principiantes.
- Puede ampliarse con:
 - Elekterminal (teclado diseñado por ELEKTOR).
 - Interface para cassette.
 - Interface de video.
 - BASIC y PASCAL.
 - Impresora de caracteres tipo matriz.
 - Ensamblador.
 - Desensamblador.
 - Editor.
 - Impresora.

5a

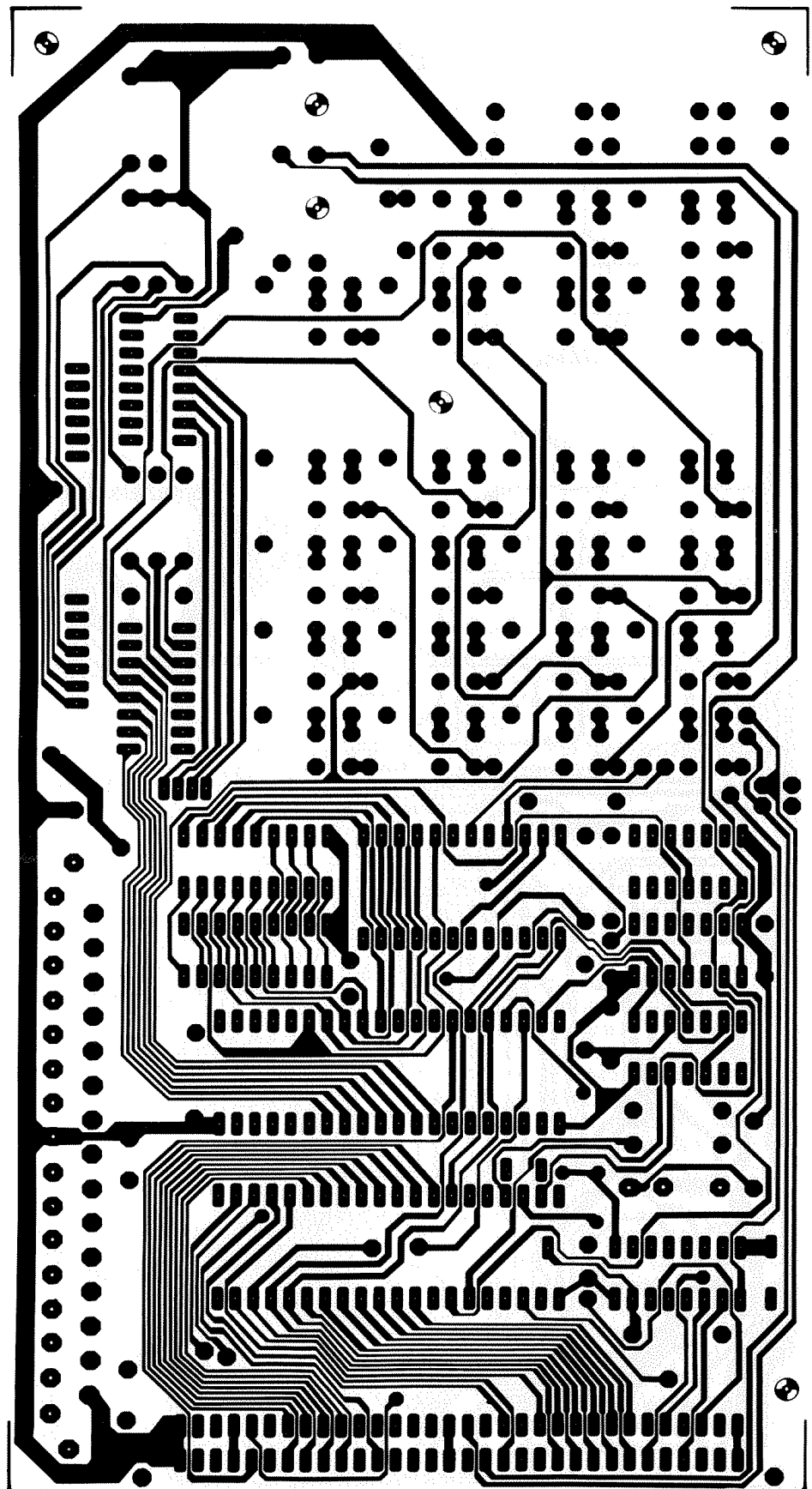
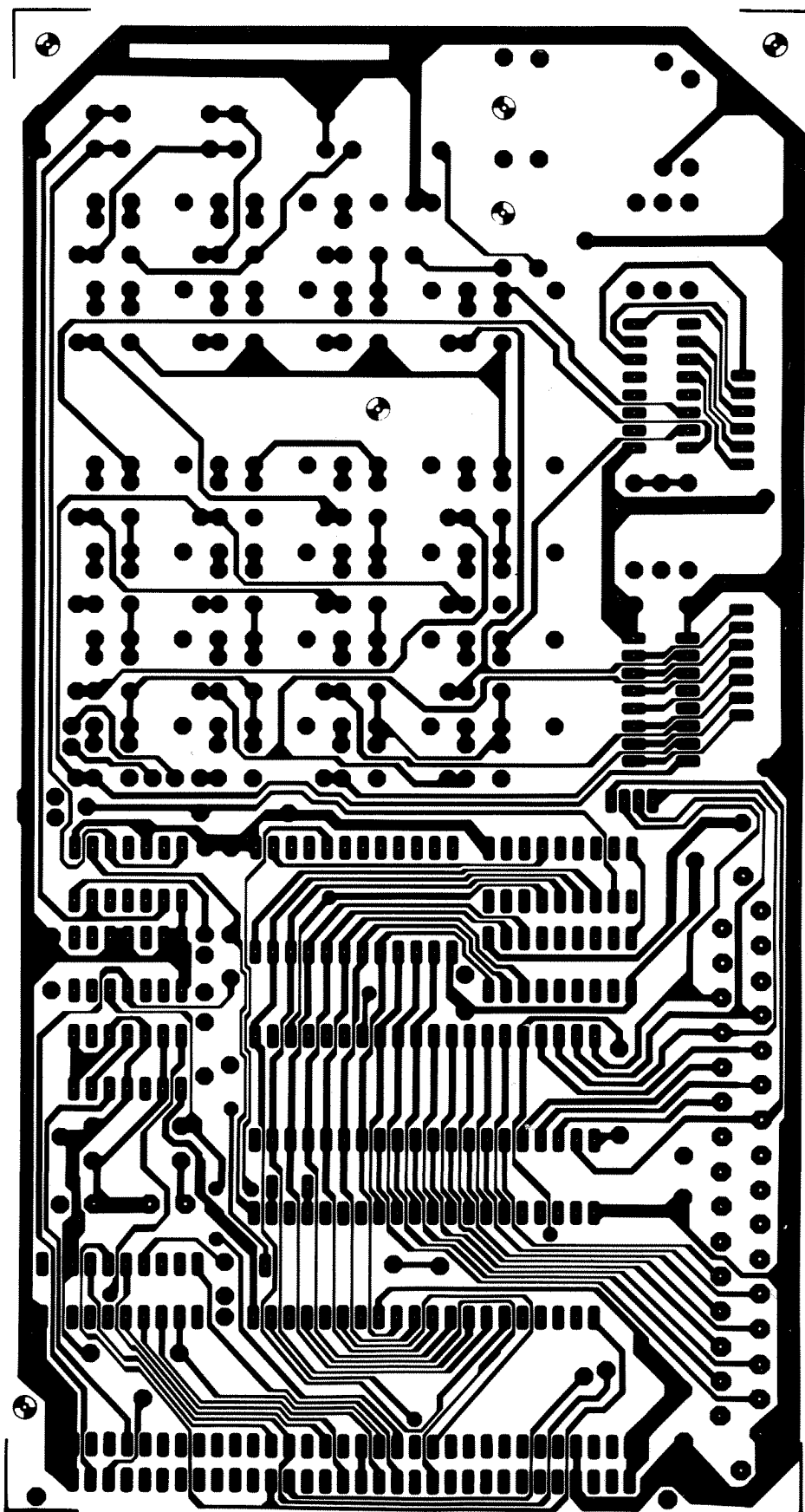


Figura 5. — Pistas de cobre del circuito impreso principal (lados a y b).

5b



6

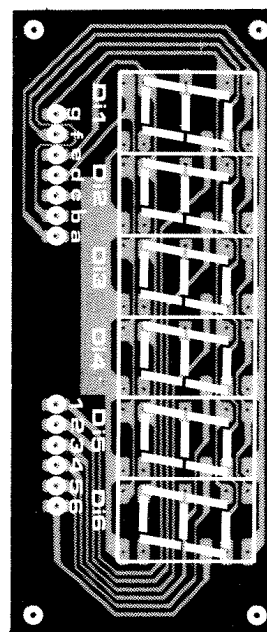
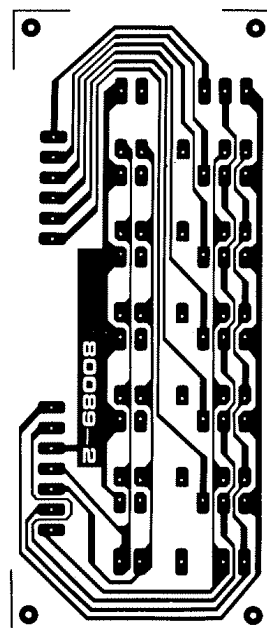


Figura 6.—El circuito impreso de la pantalla (display) EPS 80089-2).

circuitos integrados en su posición correcta? Si no es así y alguno está mal insertado en su zócalo, esta simple ojeada de conjunto al final, le habrá ahorrado un disgusto. Una vez tranquilizado a este respecto, aplique tensión al circuito y no se asuste, la pantalla aún no ha de iluminarse. Pulse a continuación la tecla RST, con lo que aparecerán caracteres hexadecimales aleatorios en la pantalla. Su sistema ordenador Junior Computer está ahora listo para trabajar y falta tan sólo introducirlo en una caja adecuada y funcional.

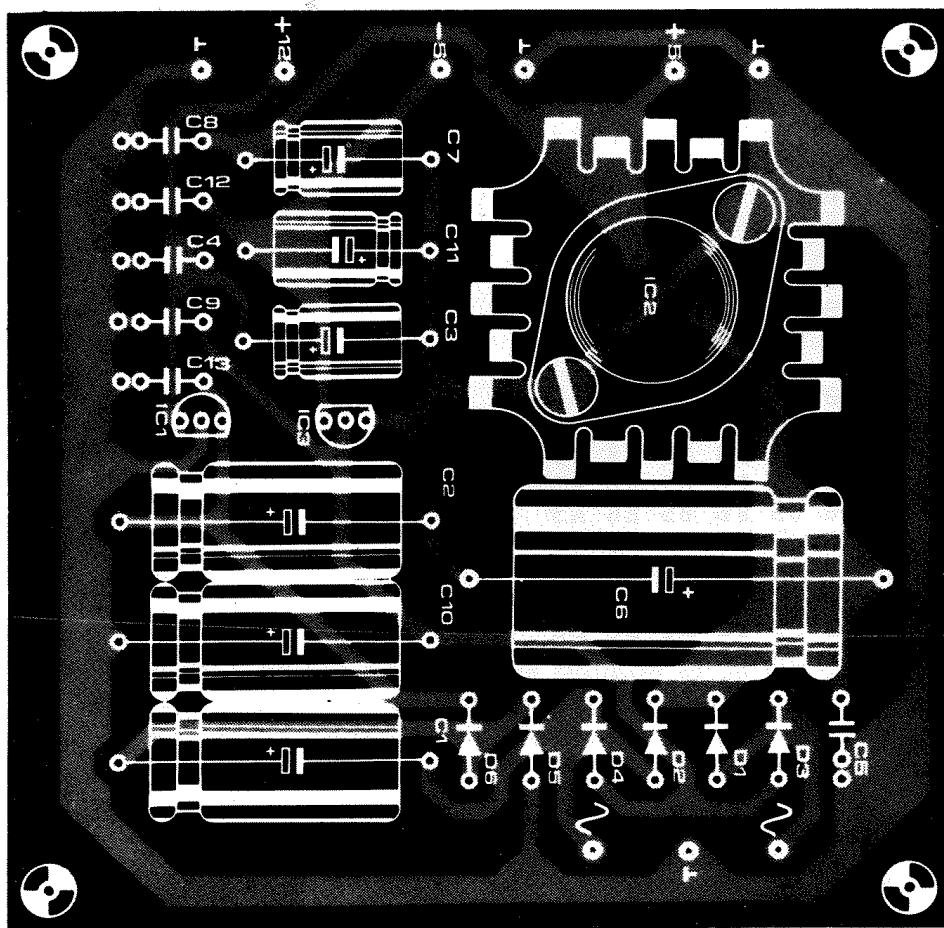
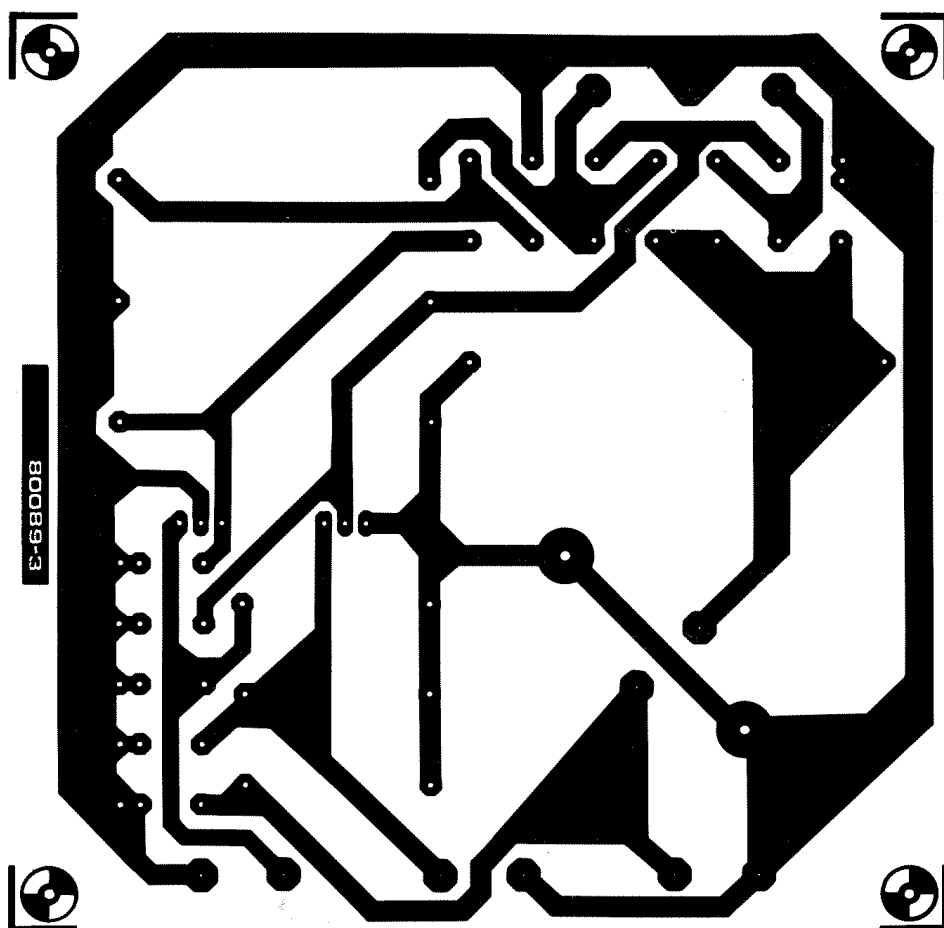


Figura 7.—Placa de circuito impreso (pistas de cobre y lado de los componentes) para la fuente de alimentación (EPS 80089-3).

¿Algo no funciona?

Por desgracia existe también la posibilidad de que el hecho de presionar la tecla RST deje impertérrito al ordenador y completamente desmoralizado al operador. Esto es lo que ocurrirá, por supuesto, si se ha utilizado una memoria no programada 2708 (IC2). Veamos a continuación algunos de los errores más frecuentes:

Verifique primero las tensiones de alimentación presentes en el conector de 64 patillas. Deben ser como sigue:

Entre patillas 1a y 4a: $+5\text{ V} \pm 5$ por 100.

Entre patillas 17c y 4a: $+12\text{ V} \pm 5$ por 100.

Entre patillas 18a y 4a: $-5\text{ V} \pm 5$ por 100.

Si alguna de estas tensiones no está dentro de este margen de tolerancia deberá desoldarse la correspondiente conexión y comprobar un posible defecto en la fuente.

Si las tensiones de alimentación son correctas pero el ordenador no reacciona al pulsar la tecla RST, deberán realizarse más mediciones. La tensión entre las patillas 13 y 17 de IC8 debe ser menor de 0,5 cuando se pulsa RST. Si no es así, el error estará en:

— El temporizador de intervalos IC8.

— La resistencia R2.

— La tecla S1 (RST).

Con la alimentación desconectada (interruptor en OFF) la resistencia entre la patilla 12 de IC6 y la línea de 0 V (patilla 4a del conector) puede ser medida fácilmente.

Si no existe un cortocircuito entre los dos puntos, el puente de conexión del circuito impreso principal habrá sido erróneamente conectado.

La última comprobación a realizar afecta al generador de reloj y exige la utilización de un osciloscopio. La CPU produce dos señales de reloj disponibles en el conector de expansión: Ø1 en la patilla 30a y Ø2 en la patilla 27a. Con ayuda de un osciloscopio puede comprobarse si se dispone en efecto de onda cuadrada de 1 MHz en ambos puntos (mínimo valor eficaz 3 V). En caso de que el oscilador no funcione, o no lo haga correctamente, hay que sospechar en principio del condensador C1, del diodo D1 o del circuito integrado IC9. Hay muchos otros posibles defectos, por supuesto, pero los reseñados deben solucionar la mayor parte de las dificultades.

En la fig. 8 se da el programa monitor para aquellos lectores que tengan posibilidades de programar sus propias EPROM (IC2). Hay 64 filas de 16 bytes, lo que hace un total de 1024 bytes. La primera columna de la izquierda da la dirección hexadecimal correspondiente al byte de la columna Ø. Si todo ha ido bien su sistema JC está ya listo para funcionar y usted puede empezar a estudiar sus lecciones de programación. Cada sección del libro (de próxima publicación) dedicado a la programación del Junior Computer está claramente ilustrada con ejemplos que usted podrá llevar a la práctica en su propio ordenador.

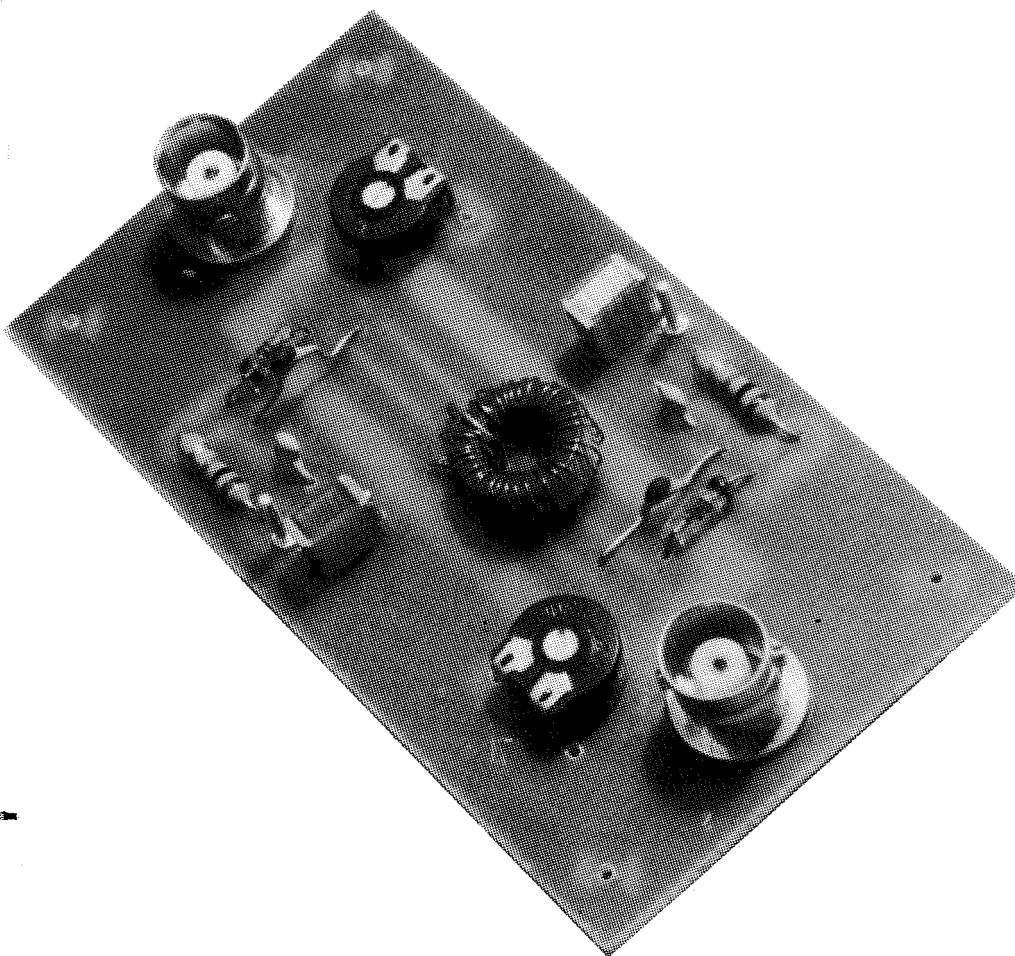
Escriba sus programas cuidadosamente en una hoja de papel y tenga un poco de paciencia al principio.

No nos queda ya más que desear a todos los programadores en ciernes que el Junior Computer les de muchas satisfacciones. ■

Figura 8.—Tabla en código hexadecimal del programa Monitor para el JC.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
1C00:	85	F3	68	85	F1	68	85	EF	85	FA	68	85	F0	85	FB	84
1C10:	F4	86	F5	BA	86	F2	A2	01	86	FF	4C	33	1C	A9	1E	8D
1C20:	83	1A	A9	04	85	F1	A9	03	85	FF	85	F6	A2	FF	9A	86
1C30:	F2	D8	78	20	88	1D	D0	FB	20	88	1D	F0	FB	20	88	1D
1C40:	F0	F6	20	F9	1D	C9	13	D0	13	A6	F2	9A	A5	FB	48	A5
1C50:	FA	48	A5	F1	48	A6	F5	A4	F4	A5	F3	40	C9	10	D0	06
1C60:	A9	03	85	FF	D0	14	C9	11	D0	06	A9	00	85	FF	F0	0A
1C70:	C9	12	D0	09	E6	FA	D0	02	E6	FB	4C	33	1C	C9	14	D0
1C80:	0B	A5	EF	85	FA	A5	F0	85	FB	4C	7A	1C	C9	15	10	EA
1C90:	85	E1	A4	FF	D0	0D	B1	FA	0A	0A	0A	0A	05	E1	91	FA
1CA0:	4C	7A	1C	A2	04	06	FA	26	FB	CA	D0	F9	A5	FA	05	E1
1CB0:	85	FA	4C	7A	1C	20	D3	1E	A4	E3	A6	E2	E8	D0	01	C8
1CC0:	86	E8	84	E9	A9	77	A0	00	91	E6	20	4D	1D	C9	14	D0
1CD0:	2A	20	6F	1D	10	F7	85	FB	20	6F	1D	10	F0	85	FA	20
1CE0:	D3	1E	A0	00	B1	E6	C5	FB	D0	07	C8	B1	E6	C5	FA	F0
1CF0:	D9	20	5C	1E	20	F8	1E	30	E9	10	3E	C9	10	D0	0A	20
1D00:	20	1E	10	C9	20	47	1E	F0	C1	C9	13	D0	14	20	20	1E
1D10:	10	BB	20	5C	1E	20	F8	1E	A5	FD	85	F6	20	47	1E	F0
1D20:	A9	C9	12	D0	07	20	F8	1E	30	A0	10	0D	C9	11	D0	09
1D30:	20	83	1E	20	EA	1E	4C	CA	1C	A9	EE	85	FB	85	FA	85
1D40:	F9	A9	03	85	F6	20	8E	1D	D0	FB	4C	CA	1C	A2	02	A0
1D50:	00	B1	E6	95	F9	C8	CA	10	F8	20	5C	1E	20	8E	1D	D0
1D60:	FB	20	8E	1D	F0	FB	20	8E	1D	F0	F6	20	F9	1D	60	20
1D70:	5C	1D	C9	10	10	11	0A	0A	0A	0A	85	FE	20	5C	1D	C9
1D80:	10	10	04	05	FE	A2	FF	60	A0	00	B1	FA	85	F9	A9	7F
1D90:	8D	81	1A	A2	08	A4	F6	A5	FB	20	CC	1D	88	F0	0D	A5
1DA0:	FA	20	CC	1D	88	F0	05	A5	F9	20	CC	1D	A9	00	8D	81
1DB0:	1A	A0	03	A2	00	A9	FF	8E	82	1A	E8	E8	2D	80	1A	88
1DC0:	D0	F5	A0	06	8C	82	1A	09	80	49	FF	60	48	84	FC	4A
1DD0:	4A	4A	4A	20	DF	1D	68	29	0F	20	DF	1D	A4	FC	60	A8
1DE0:	B9	0F	1F	8D	80	1A	8E	82	1A	A0	7F	88	10	FD	8C	80
1DF0:	1A	A0	06	8C	82	1A	E8	E8	60	A2	21	A0	01	20	B5	1D
1E00:	D0	07	E0	27	D0	F5	A9	15	60	A0	FF	0A	B0	03	C8	10
1E10:	FA	8A	29	0F	4A	AA	98	10	03	18	69	07	CA	D0	FA	60
1E20:	20	6F	1D	10	21	85	FB	20	60	1E	84	F7	84	FD	C6	F7
1E30:	F0	12	20	6F	1D	10	0F	85	FA	C6	F7	F0	07	20	6F	1D
1E40:	10	04	85	F9	A2	FF	60	20	A6	1E	20	DC	1E	A2	02	A0
1E50:	00	B5	F9	91	E6	CA	C8	C4	F6	D0	F6	60	A0	00	B1	E6
1E60:	A0	01	C9	00	F0	1A	C9	40	F0	16	C9	60	F0	12	A0	03
1E70:	C9	20	F0	0C	29	1F	C9	19	F0	06	29	0F	AA	BC	1F	1F
1E80:	84	F6	60	A5	E6	85	EA	A5	E7	85	EB	A4	F6	B1	EA	A0
1E90:	00	91	EA	E6	EA	D0	02	E6	EB	A5	EA	C5	E8	D0	EC	A5
1EA0:	EB	C5	E9	D0	E6	60	A5	E8	85	EA	A5	E9	85	EB	A0	00
1EB0:	B1	EA	A4	F6	91	EA	A5	EA	C5	E6	D0	06	A5	EB	C5	E7
1EC0:	F0	10	38	A5	EA	E9	01	85	EA	A5	EB	E9	00	85	EB	4C
1ED0:	AE	1E	60	A5	E2	85	E6	A5	E3	85	E7	60	18	A5	E8	65
1EE0:	F6	85	E8	A5	E9	69	00	85	E9	60	38	A5	E8	E5	F6	85
1EF0:	E8	A5	E9	E9	00	85	E9	60	18	A5	E6	65	F6	85	E6	A5
1F00:	E7	69	00	85	E7	38	A5	E6	E5	E8	A5	E7	E5	E9	60	40
1F10:	79	24	30	19	12	02	78	00	10	08	03	46	21	06	0E	02
1F20:	02	02	01	02	02	02	01	01	02	01	01	03	03	03	03	6C
1F30:	7A	1A	6C	7E	1A	B1	E6	A0	FF	C4	EE	F0	0D	D1	EC	D0
1F40:	0A	88	B1	EC	AA	88	B1	EC	A0	01	60	88	88	88	D0	E9
1F50:	60	38	A5	E4	E9	FF	85	EC	A5	E5	E9	00	85	ED	A9	FF
1F60:	85	EE	20	D3	1E	20	5C	1E	A0	00	B1	E6	C9	FF	D0	1D
1F70:	C8	B1	E6	A4	EE	91	EC	88	A5	E7	91	EC	88	A5	E6	91
1F80:	EC	88	84	EE	20	83	1E	20	EA	1E	4C	65	1F	20	F8	1E
1F90:	30	D3	20	D3	1E	20	5C	1E	A0	00	B1	E6	C9	4C	F0	16
1FA0:	C9	20	F0	12	29	1F	C9	10	F0	1A	20	F8	1E	30	E6	A9
1FB0:	03	85	F6	4C	33	1C	C8	20	35	1F	F0	EE	91	E6	8A	C8
1FC0:	91	E6	D0	E6	C8	20	35	1F	F0	E0	38	E5	E6	38	E9	02
1FD0:	91	E6	4C	AA	1F	D8	A9	00	85	FB	85	FA	85	F9	20	6F
1FE0:	1D	10	F2	85	FB	20	6F	1D	10	EB	85	FA	18	A5	FA	E5
1FF0:	FB	85	F9	C6	F9	4C	DE	1F	FF	FF	2F	1F	1D	1C	32	1F

Medidor de ondas estacionarias



Para obtener un máximo de potencia radiada en la antena es necesario acoplarla correctamente con el emisor, ya que, un desajuste importante en el acoplamiento de impedancias, puede calificarse de desastre para la etapa de salida del emisor. Es por ello, que a veces se hace imprescindible para los radioaficionados el empleo de un medidor de la relación de ondas estacionarias (ROE).

En este artículo, se describe no sólo la parte teórica de un medidor de ROE (lo que es, lo que hace y cómo trabaja) sino que se da también un circuito práctico con un margen muy amplio de frecuencias. ¡Con placa de circuito impreso, por supuesto!

Cualquier persona que haya tenido alguna experiencia en electrónica, habrá oído hablar del acoplamiento de impedancias. Pero realmente ¿Cuántos conocen el tema a fondo?

En la mayoría de los casos, esto no es lo más importante, de modo que podría creerse que se trata de dar a los fanáticos del audio un tema de qué hablar cuando han agotado todos los demás temas tópicos.

Hay, sin embargo, un grupo de entusiastas aficionados a la electrónica, que consideran, acertadamente, el acoplamiento de impedancias como tema de primera importancia.

Entre radioaficionados, un desacoplo de impedancias, puede traer resultados desastrosos: en el mejor de los casos, se reduce el espectro de frecuencias, y en el peor, puede destruirse la etapa de salida del transmisor (que no es precisamente barata). Afortunadamente no es muy difícil evitar un desacoplo de impedancias (siempre y cuando se sepa lo que se está haciendo), normalmente, cuando se compra un emisor ya montado, la impedancia de salida viene especificada, y lo mismo, si se trata de una antena, por tanto, al conectar un emisor y su antena, ha de observarse que sus respectivas impedancias, sean (salida y entrada) iguales, así como la del cable que media entre ambos.

Por ejemplo: si tenemos un transmisor de 75Ω (salida), es obvio que deberá conectarse a una antena de 75Ω mediante un cable coaxial de la misma impedancia.

Pero la vida no siempre discurre por caminos tan simples, ya que muchos radioaficionados, no sólo se construyen su propio emisor, sino que, además prueban mil formas de antena, con lo que en este caso ambas impedancias son desconocidas y la transferencia óptima de energía sólo se puede lograr experimentalmente.

¿Por qué?

En la fig. 1 se muestra el circuito equivalente (más simplificado posible) del emisor y su carga.

Una fuente ideal de tensión alterna (U), alimenta a la impedancia de salida Z_o , a través de la impedancia interna Z_i . La potencia entregada a Z_o , puede calcularse de la siguiente forma:

Sabemos que;

$$P_o = I^2 \cdot Z_o$$

y que;

$$I = \frac{U}{Z_i + Z_o}$$

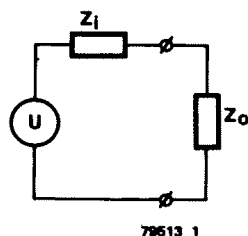
Por tanto;

$$P_o = \frac{U^2}{(Z_i + Z_o)^2} \cdot Z_o$$

En esta fórmula, U representa la tensión entregada por la fuente ideal (en circuito abierto) y P_o , la potencia suministrada a la carga.

Por un valor dado de Z_i , se obtendrá un máximo de potencia en la carga (Z_o), cuando Z_o sea igual a Z_i .

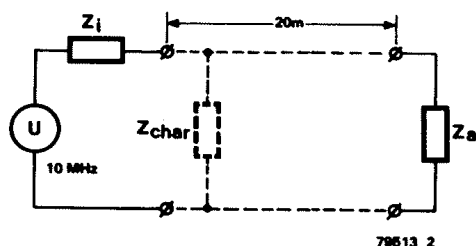
1



79613 1

Figura 1.—Circuito equivalente simplificado de un transmisor trabajando en carga. Para conseguir mejor la transferencia de energía, la impedancia de carga Z_o debe ser igual a Z_i .

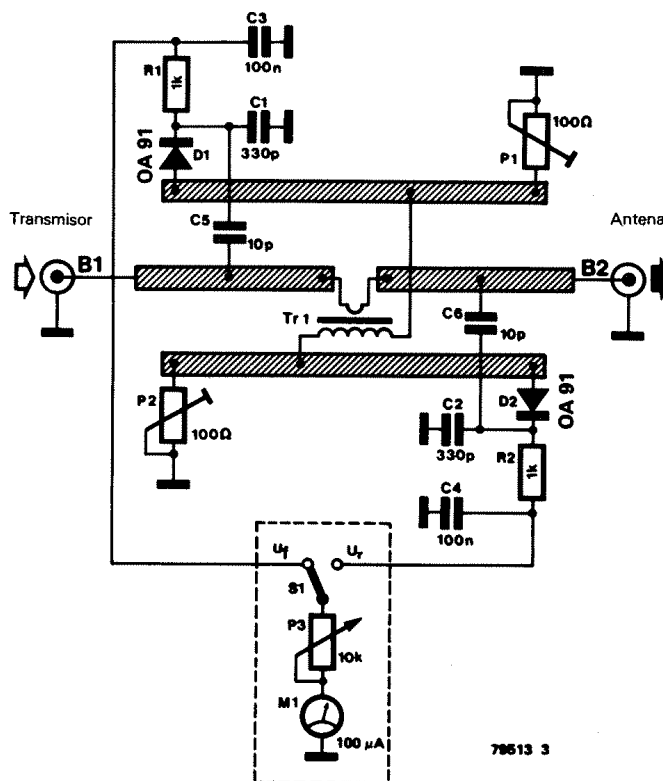
2



79613 2

Figura 2.—En la práctica, la antena está normalmente conectada al transmisor, por medio de un cable. Para 10 Mhz., 20 metros de cable es el equivalente de un período completo de la señal de alta frecuencia.

3



79613 3

Figura 3.—Este medidor de ROE puede usarse con frecuencias de emisión comprendidas entre 2 y 30 Mhz. Los diodos deben ser de germanio del tipo OA 91. El transformador es de núcleo toroidal.

En otras palabras, cuando la impedancia de salida del emisor sea, de 75Ω se ha de utilizar un cable de 75Ω .

De la misma manera, el máximo de potencia transferida del cable a la antena, se obtiene, cuando sus impedancias son idénticas, aunque una ligera variación no provoca un efecto notorio, (ejemplo: de 50 a 52Ω).

En el caso anterior, toda la potencia entregada por el transmisor es conducida a través del cable hacia la antena (consideramos despreciables las pérdidas en el cable coaxial).

Pero, ¿qué sucede cuando no están acopladas las impedancias de la antena y el cable? pues, que no se consigue radiar en la antena la máxima potencia posible, haciendo su aparición en el cable las denominadas ondas estacionarias.

Normalmente, la antena no está colocada encima del transmisor, si no que suele hallarse en el tejado, o en el extremo de un mástil, o en cualquier otra posible posición elevada.

En cualquier caso, suele existir una distancia considerable entre antena y emisor (éste está normalmente instalado en el interior de la propia casa), que es cubierta por el cable. La energía entregada por el emisor recorre el cable y se radia en la antena.

Todo muy sencillo, pensará el lector, pero, vamos a ver más de cerca que sucede dentro del cable.

Las señales eléctricas, en un conductor, se desplazan a una altísima velocidad de 200.000 Km./s. a 300.000 Km./s.

Resulta difícil imaginar tales velocidades,

pero para dar una idea, diremos que, el tiempo que tarda en recorrer un cable de 20 metros, es de 100 nanosegundos. Por otra parte, para un radioaficionado, la frecuencia de 10 MHz, no es relativamente muy alta, y sin embargo, su período (tiempo de una oscilación completa), es también de 100 nanosegundos. Esto significa, que el generador de tensión de la fig. 2 habrá realizado un período completo, antes de que la señal alcance el otro extremo del cable de 20 metros.

De lo anterior se deduce, que la fuente de tensión, no puede «ver», si el cable termina o no, en la impedancia correcta. La fuente de tensión sólo reconoce la impedancia característica de una pequeña parte del cable; de modo que, la intensidad de corriente que entrega queda determinada por esa impedancia.

Cuando la corriente llega a la antena, los resultados dependen de lo que encuentre allí, es decir, de la impedancia de la antena. Si todo el sistema (emisor, cable y antena), están correctamente acoplados, la totalidad de la energía producida en el transmisor llega a la antena; ya que, para iguales tensiones, en bornes de iguales impedancias, se producen iguales corrientes.

Si la impedancia de la antena, es demasiado alta, se «reflejará» (o rebotará), una parte de la potencia entregada a la antena, o diciéndolo en otros términos, para una misma tensión, a más impedancias menor intensidad, es decir, una parte de la intensidad que retrocede hacia el transmisor.

Como se puede suponer, suceden el mismo

tipo de efectos, si la impedancia de antena, es demasiado baja.

El resultado es que la energía reflejada, interfiere a la que viene en dirección contraria, siendo el resultado las ondas estacionarias.

Esta perturbación (las ondas estacionarias), se pueden detectar por su sincronización de fase, con un medidor de intensidad de campo, a lo largo de el cable, ya que, en ciertos puntos situados a distancias periódicas, se podrá medir un máximo, y en otros tantos, un mínimo.

Si la antena está incorrectamente acoplada, la intensidad del campo en su base será baja, correspondiendo con una radiación pobre en la antena.

Si la impedancia en la antena, es desconocida, se puede determinar, el grado de desacoplo, simplemente midiendo la cantidad de energía reflejada, utilizando para ello, un sistema (acoplador direccional) que, sólo deje pasar la corriente en una dirección, separando, por tanto, la directa (corriente que va hacia la antena) y la reflejada. La relación, o proporción entre éstas dos da una medida del desacoplamiento de impedancias, o más exactamente el cociente de su suma y su diferencia, es decir:

ROE (Relación de Ondas Estacionarias) =

$$= \frac{(U_d + U_r)}{(U_d - U_r)}$$

Donde U_d es la tensión directa hacia la antena y U_r la reflejada.

Según esta fórmula, es obvio, la ROE será 1, si U_r es cero e infinito, si toda la señal es

reflejada; estas dos situaciones se presentarán, cuando la impedancia de antena sea cero e infinito respectivamente. Obsérvese que siempre estamos hablando de la impedancia para la frecuencia de emisión y que si una antena está bien diseñada, para esta frecuencia de trabajo, entrará en resonancia, haciéndose nula la parte compleja de la impedancia y quedando la parte real (los conocidos 50Ω ó 75Ω).

El medidor de ondas estacionarias (ROE)

Hasta el momento, tenemos una ligera idea, de lo que queremos medir, y la pregunta que surge a continuación, es ¿cómo se puede medir la ROE?

En la fig. 3 se muestra el circuito de un medidor de ROE con una frecuencia de trabajo, comprendida entre 2 Mhz y 30 Mhz.

La unidad se conecta en serie con el cable cerca del emisor. De este modo la corriente, que circula del emisor a la antena y viceversa, pasa por el primario del transformador toroidal.

Ambas corrientes, producen otra en el secundario, con el sentido que determina el primario la combinación de la tensiones resultante ($U_d + U_r$), con la adecuada señal rectificada (es necesario utilizar buenos diodos) del secundario, nos conduce a la obtención de las tensiones U_d y U_r separadamente.

Estas tensiones, que aparecen en bornes de C1 y C2, respectivamente, pueden medirse con un simple circuito de miliamperímetro, que consiste en un filtro pasa-bajos ($R1/C3$ y $R2/C4$), y el miliamperímetro propiamente dicho, con su resistencia de protección. Para frecuencias más altas de 30 Mhz no es necesario el transformador toroidal, que puede ser sustituido en su función por dos pistas de cobre, que discurren paralelas a la principal (fig. 4).

La característica direccional de este circuito, mejora cuando se cumple:

$$\frac{P_1}{Z_{2L}} = \frac{Z_{1L}}{Z_a} ; \frac{P_2}{Z_{2L}} = -\frac{Z_{1L}}{Z_a}$$

Siendo Z_a la impedancia, para la cual, se ha diseñado la unidad.

Obviamente, las ondas pueden recorrer las pistas de cobre en ambos sentidos, pero si se cumple lo anterior, las ondas son amortiguadas más rápidamente en uno de los sentidos, como los diodos conducen en un solo sentido, la onda directa producirá una tensión en bornes de C2 mientras que la reflejada cargará a C1. Como en el caso anterior, ambas tensiones pueden ser medidas con un sencillo circuito de medida. La gama de frecuencias de este medidor de ROE es de 100 MHz a 300 MHz.

La placa de circuito impreso

Como se puede ver en la fig. 5, no es necesario una placa diferente para cada circuito, ya que como solo se diferencian en algún detalle, se puede utilizar la misma placa, para cualquiera de los dos montajes.

4

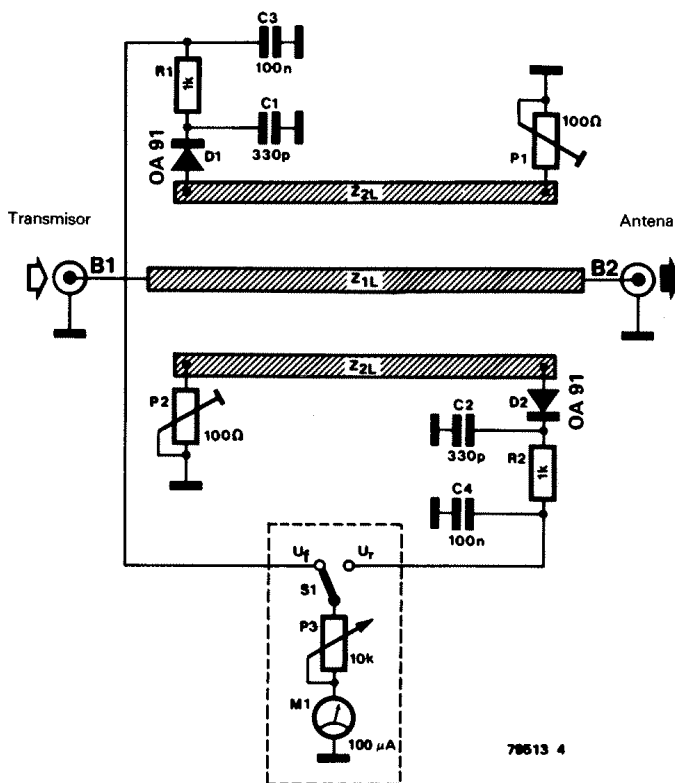


Figura 4.—El circuito es todavía más sencillo para altas frecuencias (entre 100 Mhz y 300 Mhz).

5

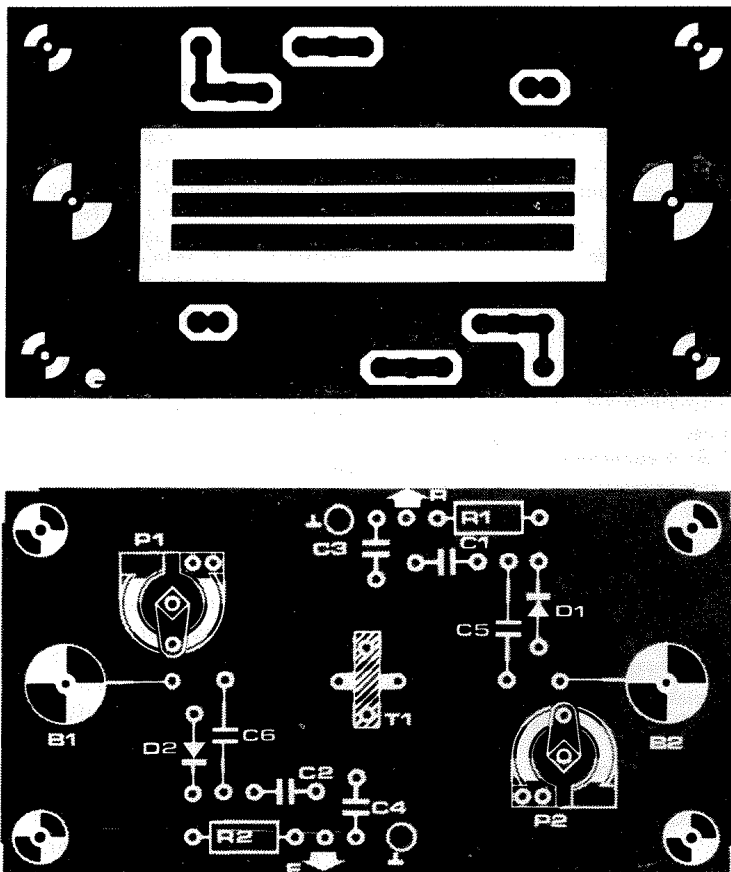


Figura 5.— La misma placa de circuito impreso se utilizará para los dos montajes. S1, P3 y el medidor se montaran fuera de la placa de circuito. Nótese que la tira central de cobre debe ser interrumpida, como se dice en el texto, si se quiere montar el circuito de la figura 3.

Si se monta el circuito dado en la fig. 3 (para frecuencias inferiores a 30 Mhz), la pista central de cobre, habrá de ser dividida en dos mitades, cortando la pista central entre los dos orificios del centro.

El transformador se bobina sobre un núcleo toroidal. El secundario del transformador está formado por 30 espiras mientras que para el primario, sólo es necesaria media espira, lo que en la práctica se reduce a pasar el hilo por el interior del anillo.

Los extremos de este hilo se llevan a los orificios de la tira central. Este montaje queda ilustrado, claramente en la fotografía.

Si se monta la versión para alta frecuencia (100 a 300 Mhz), no es necesario decir que la tira central debe quedar intacta, prestando atención en eliminar los condensadores C5, C6 y el transformador toroidal.

Calibración

La calibración de ambos circuitos es sencilla; primeramente la unidad se intercala entre el transmisor y el cable de antena; se

6

Lista de componentes

Resistencias:

R1, R2 = 1 k

P1, P2 = 100 Oh. ajustable

P3 = 10 k ajustable

Conductores:

C1, C2 = 330 p (cerámico)

C3, C4 = 100 n

C5, C6 = 10 p (sólo necesarios para el montaje de baja frecuencia)

Semiconductores:

D1, D2 = 0A 91 o equivalente

Varios:

M1 = Galvanómetro (medidor) de 100 microamperios, fondo escala

* Tr 1 = Núcleo toroidal Amidon tipo T 50-6

Primario: 0,5 espiras de hilo de un milímetro plateado

Secundario: 30 espiras de hilo de cobre de 0,5 mm

S1 = Conmutador unipolar

Dos conectores coaxiales, hembra, tipo BNC, SO 239

* Este componente sólo se usa para la versión de baja frecuencia (hasta 30 Mhz).

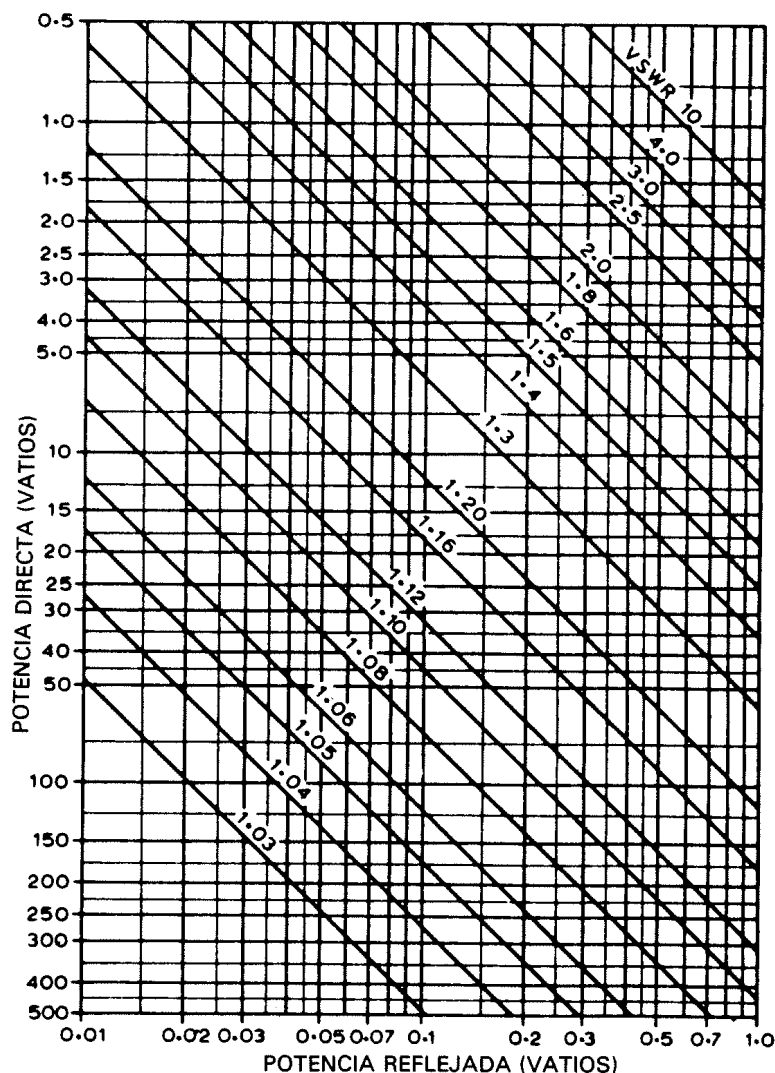


Figura 6.— En este gráfico se ilustra el significado de los valores de la ROE, en la práctica, valores alrededor de 2 se consideran aceptables.

pone el conmutador en la posición «directa» (U_d), y se ajusta P3 hasta obtener un máximo de desviación en la aguja del medidor. Obsérvese que estos tres componentes (el conmutador P3 y el medidor) no están montados en la placa del circuito impreso. Ahora, con el conmutador en posición «reflejada» (U_r), se ajusta P2 para una mínima deflexión de la aguja.

Después de este ajuste, se invierten las conexiones del circuito, es decir, se conecta la salida al transmisor y la entrada a la antena, seguidamente se procede a ajustar, como antes, pero en la posición U_r se ajusta P1 para obtener la mínima desviación dejando P2 intacto.

Este ajuste se realizará varias veces, hasta conseguir el ajuste óptimo de P1 y P2.

Logrado esto, y con la unidad conectada como en el primer caso se pone el conmutador en la posición U_d y se ajusta P3 a fondo de escala (F. E.) si ahora pasamos a la posición U_r obtendremos en el miliamperímetro una indicación de la importancia de la onda reflejada. Si las impe-

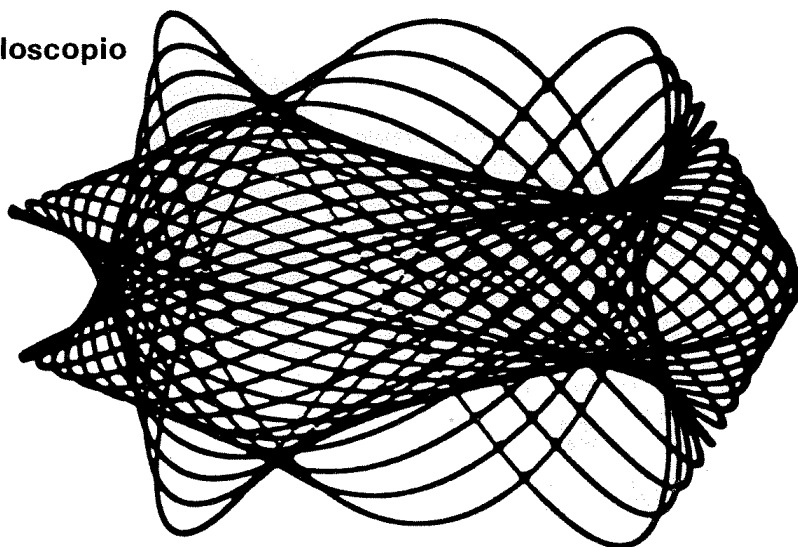
dancias están perfectamente acopladas, la aguja marcará cero, que corresponde a una ROE de 1 (1:1); si el desacoplo fuera total, la aguja marcaría el máximo (fondo de escala), correspondiendo una ROE de infinito, o sea, la escala va de uno a infinito. Probando diferentes antenas, el aparato indicará la precisión del acoplamiento (o su imperfección). Si el miliamperímetro utilizado es de escala lineal, es fácil determinar la correspondencia entre las divisiones de la escala y la ROE según la tabla:

Miliamperímetro	ROE
Fondo de escala	infinito
3/4 de F. S.	7
1/2 de F. S.	3
1/4 de F. S.	1,6
1/10 de F. S.	1,2
1/20 de F. S.	1,1
Cero	1

En la práctica una ROE de 2 se puede considerar aceptable.

oscilográficos

Dibujos geométricos en la pantalla de su osciloscopio



Un osciloscopio puede ser usado no sólo como un instrumento de taller; con la ayuda del siguiente circuito podemos generar en él una multitud de fascinantes y atractivos dibujos geométricos.

Las ilustraciones que acompañan este artículo dan una idea de la variedad de dibujos que pueden obtenerse por medio de «spirator», un generador de figuras geométricas. Como puede verse son similares a las producidas por el conocido equipo «Spirograph TM» o también, a las producidas mediante ordenador.

Los dibujos se obtienen a partir de algunas funciones geométricas básicas conocidas como figuras de Lissajous. Estas pueden ser obtenidas de forma natural; por ejemplo, en la trayectoria descrita por un punto fijado al extremo de una cuerda que esté oscilando. En términos geométricos, una figura de Lissajous se obtiene cuando un punto describe simultáneamente ondas senoidales sobre los dos ejes X e Y. Nuestro circuito produce dos tensiones sinusoidales cuyas respectivas frecuencias son variables independientemente. Estando ambas sinusoides amortiguadas (sus respectivas amplitudes van decreciendo exponencialmente desde su valor inicial hasta cero).

Diagrama de bloques

La función de este circuito se puede explicar fácilmente mediante el diagrama de bloques de la fig. 1.

El circuito consta de dos osciladores de ondas senoidales amortiguadas, uno de los cuales es responsable de la deflexión vertical (señal Y) del punto sobre la pantalla, siendo el otro el que corresponde a las horizontal (señal X). La frecuencia y el grado de amortiguación de ambos se regulan in-

dependientemente por medio de potenciómetros. También es posible modular la frecuencia de cada oscilador mediante una señal exterior, con lo que las figuras obtenidas estarán cambiando continuamente. Dado que los osciladores no funcionan libremente, sino que deben ser puestos en marcha, existe un multivibrador astable que asegura que ambos osciladores se disparan

Figura 1.—El generador de figuras geométricas está compuesto por dos generadores sinusoidales amortiguados que son disparados mediante un multivibrador astable. Tanto la frecuencia como la amplitud de las sinusoides pueden variarse independientemente. Las señales de salida del oscilador se utilizan para controlar la deflexión X e Y del haz luminoso del osciloscopio; el resultado es un atractivo dibujo de una de las figuras de Lissajous.

simultáneamente. La frecuencia de disparo es 60 Hz. Mientras los osciladores están siendo disparados el haz luminoso sobre la pantalla es eliminado variando la tensión del cilindro de Wehnelt (catodo) del tubo de rayos catódicos (eje Z); de este modo se suprimen las líneas no deseadas producidas por el barrido horizontal del osciloscopio.

Esquema del circuito

El esquema completo del circuito del «spirator» está en la fig. 2.

El multivibrador astable que proporciona el pulso de disparo para las dos ondas sinusoidales amortiguadas está realizado con el

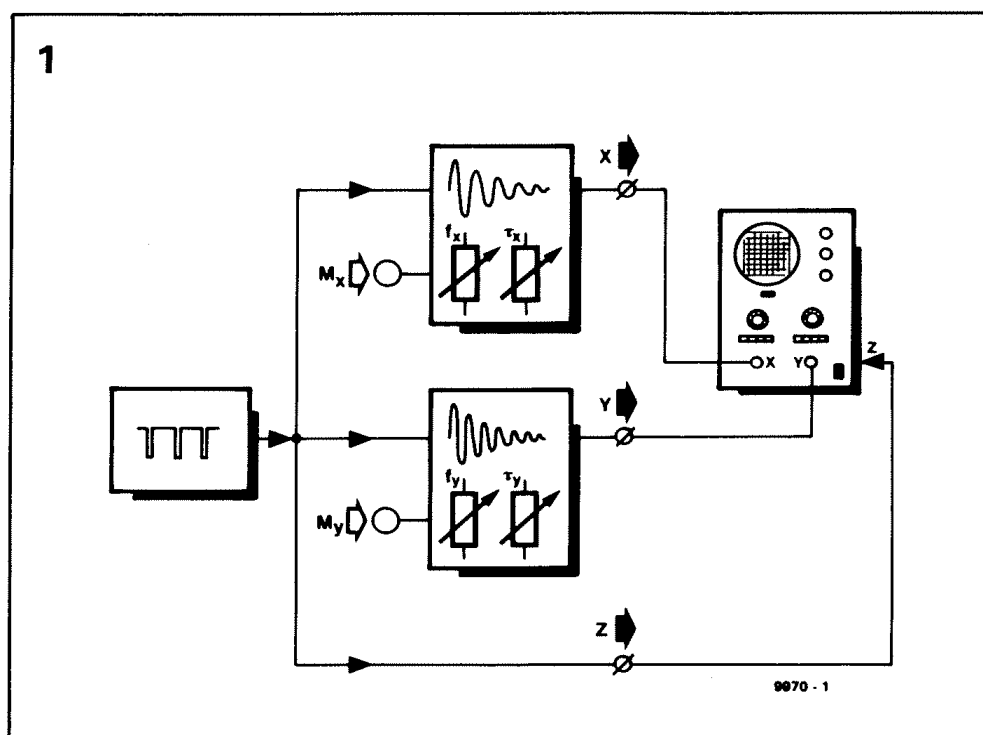
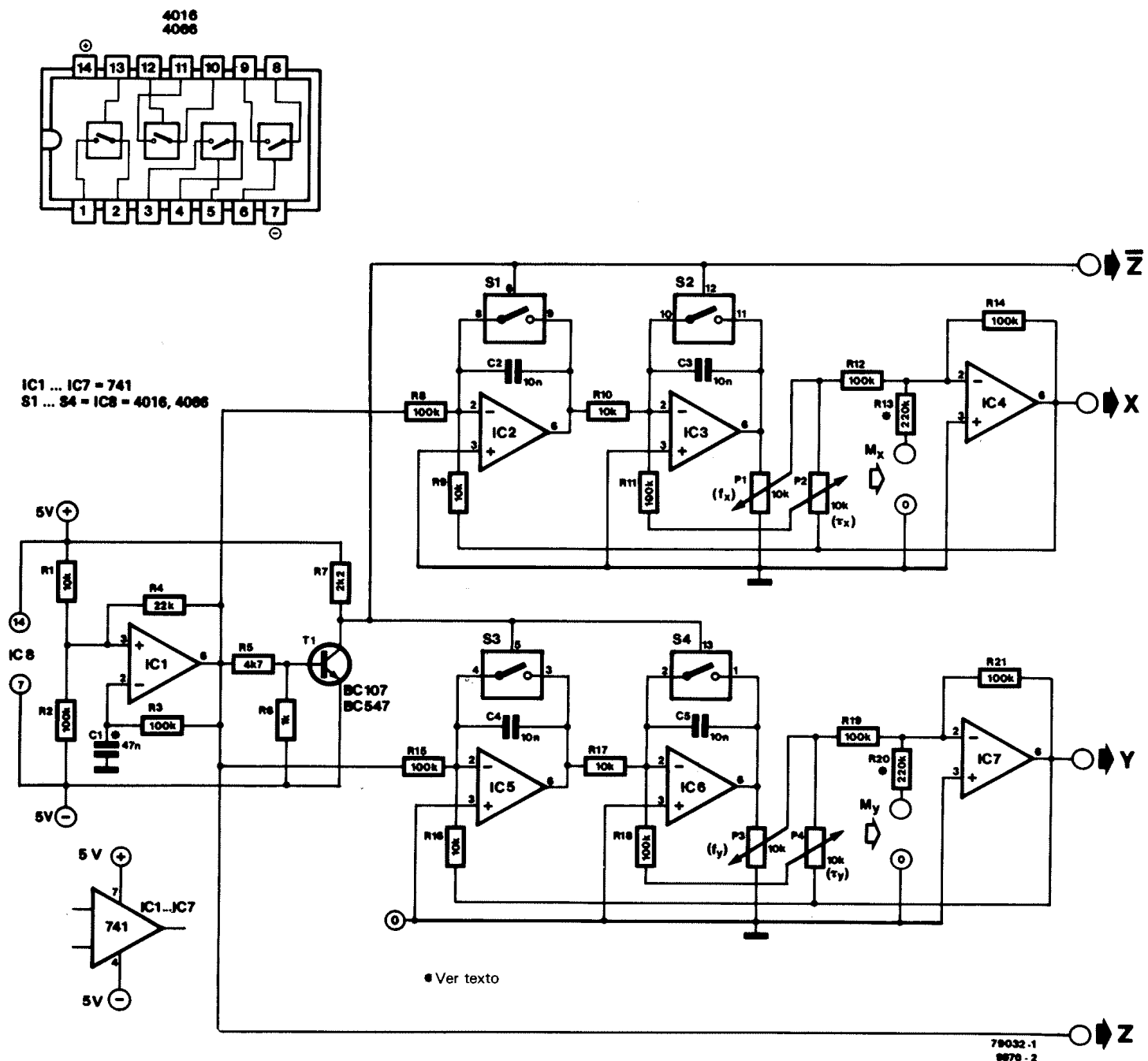


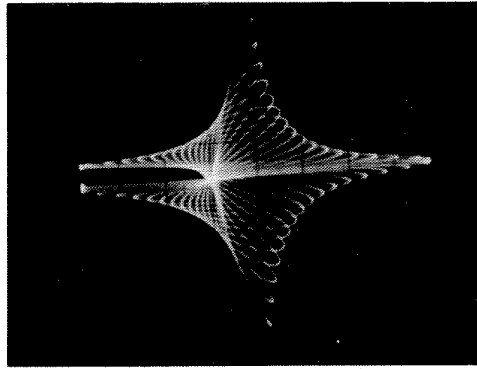
Figura 2.—Esquema completo del circuito del Spirator. Las dos entradas de modulación permiten hacer variar la figura de forma continua, introduciendo en ellas señales de baja frecuencia. Se pueden utilizar para esta modulación señales sinusoidales, triangulares, etc. Las ondas de frente brusco, como las de diente de sierra, cuadrada, etc., producen un cambio brusco de un dibujo a otro.

amplificador operacional IC1. Como ya se dijo, la frecuencia de la señal del multivibrador es de 60 Hz, suficientemente alta para obtener en la pantalla del osciloscopio una figura sin centelleo. El tiempo durante el cual la salida de IC1 está en «1» es bastante mayor que el tiempo durante el cual está en «0». Durante la última porción de la señal, el trazo es eliminado mediante el control de luminosidad (cilindro de Wehnelt). El siguiente flanco positivo de la salida de IC1 disparará los osciladores sinusoidales. Ambos osciladores están formados por tres amplificadores operacionales μA 741. Para ver como trabajan, tomemos como ejemplo el oscilador del eje X (formado por IC2, IC3 e IC4). Los amplificadores operacionales IC2 e IC3 están conec-

tados como integrador con lo que, a determinada frecuencia, producen un desfase de 180° en las señales sinusoidales. Un nuevo desfase de 180° es producido por IC4 que está montado como inversor. Por tanto, los tres amplificadores operacionales producen juntos el desfase de 360° que es el requerido para la oscilación. La ganancia total de los tres amplificadores en cascada, puede variarse por medio de P1 y es siempre menor que la unidad. De este modo, una vez puesto en marcha, el oscilador genera una sinusoide amortiguada. El grado de amortiguamiento puede variarse mediante P1 (P3 en el caso del eje Y) y la frecuencia de oscilación puede ajustarse mediante P2. Con objeto de obtener una imagen estable ambos osciladores deben ser disparados si-

2





**Figura 5. — Placa de circuito impreso del Spi-
rator (EPS 9970).**

multáneamente. Esto queda asegurado mediante los interruptores electrónicos S1 a S4. Cada flanco positivo de la señal de salida hace que los condensadores C2 a C5 se descarguen en los bucles de realimentación de los operacionales. Esto coloca a cada amplificador en las condiciones iniciales (lo que quiere decir que su salida parte siempre de la misma tensión). De este modo cada figura que aparezca en la pantalla lo hará empezando en el mismo punto, con lo que la imagen será completamente estable. Sin esta precaución la deriva del integrador

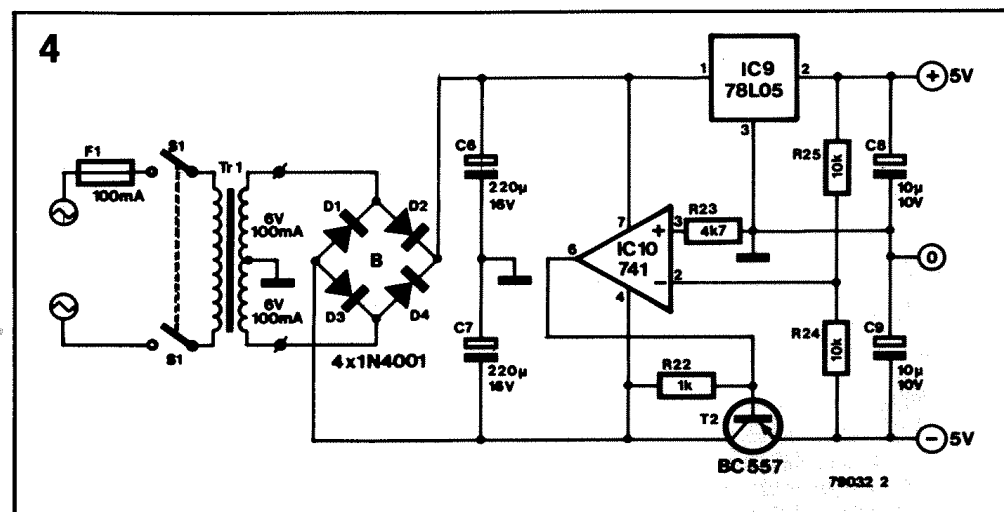
Fuente de alimentación

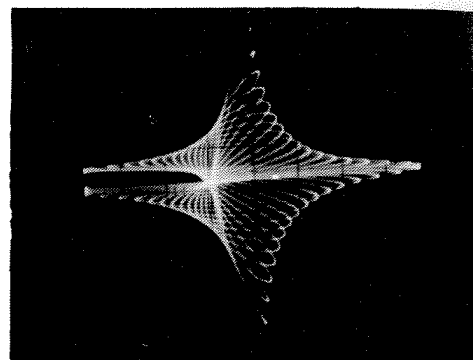
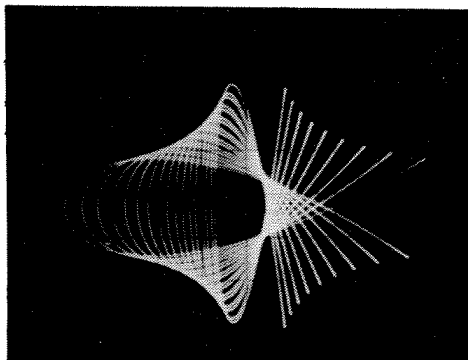
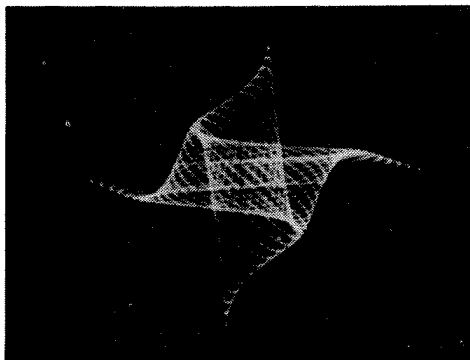
En la fig. 4 puede verse un circuito de alimentación para este generador de figuras en el osciloscopio. La línea de alimentación positiva está estabilizada mediante el regulador IC9. La línea negativa está referida a la positiva mediante el amplificador operacional IC10 y el transistor T2.

Este es un circuito muy interesante que ha demostrado su utilidad en muchas otras aplicaciones. La tensión de la línea negativa se mantiene a un nivel semejante a la tensión en la unión de R24 y R25 que es de 0V. Mientras R24 sea igual a R25, la tensión negativa debe ser igual aunque opuesta a la positiva. En otras palabras, si la tensión positiva varía, también lo hará la negativa, obteniéndose de este modo una salida variable y simétrica de tensión. Sin embargo, en este caso tan solo se necesita una tensión fija de ± 5 V.

La placa del circuito impreso

La placa del circuito impreso (fig. 5) requiere sólo un pequeño comentario. Esta placa alberga al generador oscilográfico y la fuente de alimentación (con excepción del transformador). También se encuentran en la placa las salidas de modulación Z y $\bar{Z}$. Estas son sólo útiles si existe entrada de modulación al eje Z en el osciloscopio. Y, dependerá del tipo de osciloscopio el que sea una u otra la que nos dé el resultado deseado. Si el dibujo no está libre de parpadeos (de nuevo esto dependerá del tipo de osciloscopio) el valor de $C1$ puede ser reducido. ■





Lista de componentes

Resistencias:

R1,R9,R10,R16,R17,R24,
R25 = 10 k
R2,R3,R8,R11,R12,R14,R15,
R18,R19,R21 = 100 k
R4 = 22 k
R5,R23 = 4k7
R6,R22 = 1 k
R7 = 2k2
R13,R20 = 220 k
P1 ... P4 = 10 k lin.

Condensadores:

C1 = 47 n
C2 ... C5 = 10 n
C6,C7 = 220 μ /16 V
C8,C9 = 10 μ /10 V

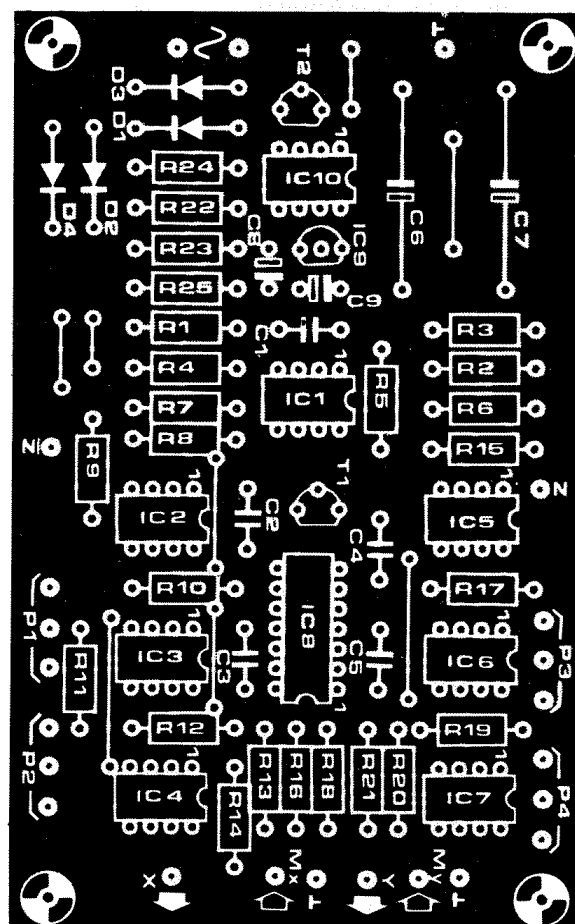
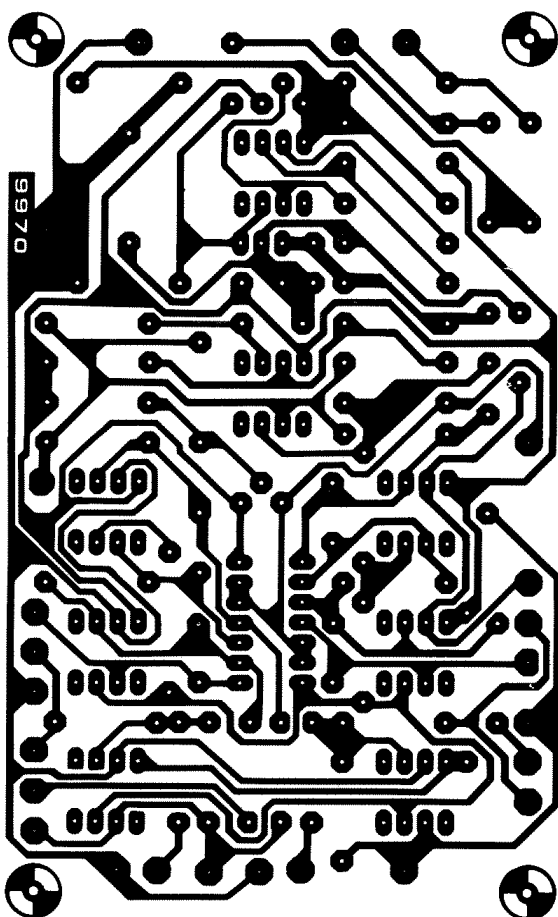
Varios:

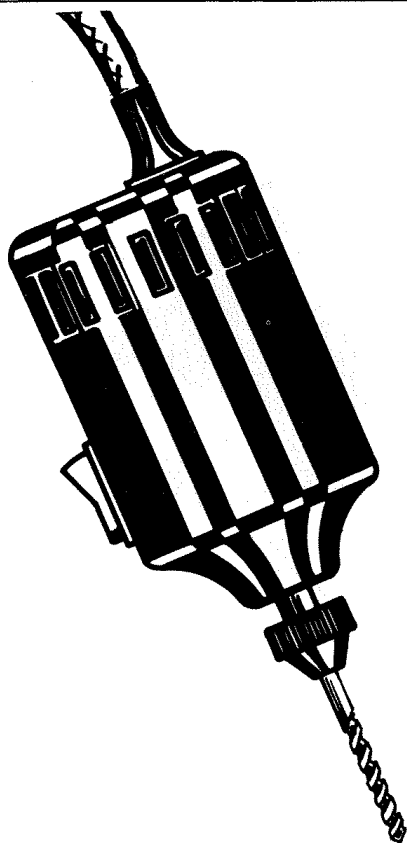
Tr1 = Transformador con se-
cundario 2 $\times$ 6 V/100 mA
S1 = Interruptor doble
F1 = Fusible 100 mA

Semiconductores:

T1 = BC 107, BC 547 o equivalente
T2 = BC 177, BC557 o equivalente
IC1 ... IC7, IC10 = 741
IC8 = 4016, 4066
IC9 = 78L05A(C)Z
D1 ... D4 = 1N4001

5





Antes de entrar en el circuito del regulador de velocidad sería bueno echar un vistazo al funcionamiento de estos motorcitos. ¿Por qué se reduce la velocidad cuando se les somete a carga?

Normalmente la tensión aplicada a estos motores, se puede considerar constante. Cuando se aplica tensión al motor en vacío, la velocidad crece, hasta que la energía consumida por éste, se iguala a la de las pérdidas mecánicas y eléctricas. Cuando se carga el motor la velocidad disminuye causando una disminución de la fuerza contra-electromotriz, que produce un aumento de corriente en el motor, produciendo un nuevo equilibrio con las pérdidas (mecánicas y eléctricas) y la potencia entregada a la carga. En otras palabras, el motor da la energía requerida por la carga pero a una velocidad inferior, obsérvese que al aumentar la intensidad aumenta también la caída de tensión en la resistencia interna de la fuente de alimentación.

Sobre todo, si se trata de una pila. La suma de estas causas: aumento de la carga, y disminución de la tensión de alimentación,

exactos la tensión de salida queda determinada por la tensión existente entre la patilla de control y el común. Sabido eso será más fácil entender el circuito de la fig. 2.

Cuando se carga el motor, su velocidad tiende a caer, y la corriente que circula por él aumenta; esto hace aumentar la tensión en bornes de R2. El integrado, entonces, trata de restablecer la tensión que había entre el terminal de control del CI, y el común aumentando su tensión de salida. Esto significa que el motor recibe más potencia, lo que impide que baje la velocidad. Se trata de un sistema de realimentación positiva. Para obtener un funcionamiento normal es preciso fijar la cantidad de realimentación. La solución simple sería sustituir R2 por un potenciómetro ajustable, pero esto no sería muy acertado, ya que es casi imposible encontrar un potenciómetro de 4,7 Ω y que soporte 1A. Es mejor conectar en paralelo a la resistencia de potencia R2 un potenciómetro ajustable de modo que cuando el cursor del potenciómetro está en su extremo superior, el circuito queda como el de la fig. 1. Cuanto más se desplaza el cursor de

regulador de velocidad para taladrador miniatura

Se encuentran ya en el comercio las taladradoras eléctricas miniatura de cuya utilidad no cabe duda. Normalmente, se alimentan a pilas. Para trabajos de precisión es útil poder variar la velocidad y si además, se mantiene constante en el valor elegido, independientemente de la carga, tanto mejor. Se pueden conseguir estos dos objetivos si se emplea un regulador de tensión integrado.

provoca, irremediablemente la detención del motor.

Si se quiere mantener la velocidad constante, será necesario aumentar la tensión en el motor, cuando la carga aumente, de forma que la corriente (y la potencia entregada en el árbol del motor) pueda aumentar sin que la velocidad se vea afectada.

En el circuito que aquí se describe, el componente principal, es un CI regulador de tensión del tipo 79G que es un regulador de tensión negativo (positivo a masa) y se ha elegido, por qué puede hacerse descender su tensión de salida hasta -2,23V. La tensión mínima de su equivalente positivo el 78G (negativo a masa) es de cerca de 5V. La posibilidad de control en las bajas tensiones es importante, ya que los motores utilizados en las taladradoras miniatura son frecuentemente del tipo de baja tensión ya que se han diseñado para funcionar a pilas. El circuito propuesto aquí puede funcionar con motores de 2,5 a 12 V y una corriente máxima de 1A.

Como se aprecia en la fig. 1 del circuito de base del regulador de velocidad se simplifica mucho utilizando este circuito integrado.

La tensión de salida viene determinada por el valor de dos resistencias según la fórmula:

$$U_s = \frac{R1 + R2}{R2} \times U_c$$

Para el 79G, $U_c = -2,23$ V.

Como puede verse, la tensión de salida del regulador se determina por la tensión aplicada a la patilla de control. Es decir, el punto de unión de R1 y R2. Para ser más

P2 hacia el extremo inferior más se aumenta la realimentación. Cuando P2 está correctamente ajustado la velocidad en el motor será independiente de la carga a que se someta.

Realización y ajuste

En la fig. 3 se da el dibujo del circuito impreso los únicos componentes que no han sido incluidos en la placa son: el transformador, el fusible y el potenciómetro P1. Una vez terminado el cableado, y antes de conectar el motor es conveniente revisar el circuito. El cursor de P2 se gira a fondo, en sentido de las agujas del reloj, entonces se aplica la tensión y se ajusta P1 para obtener la máxima tensión de salida y se mide (entre el + y el -), debe ser bastante más baja que la tensión máxima admisible por el motor (alrededor de un 20 por 100). Si se desvía mucho de este valor habrá que modi-

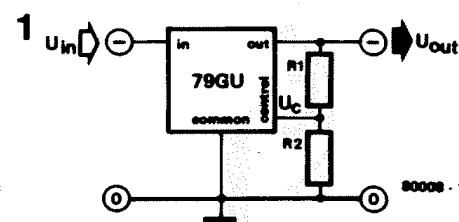


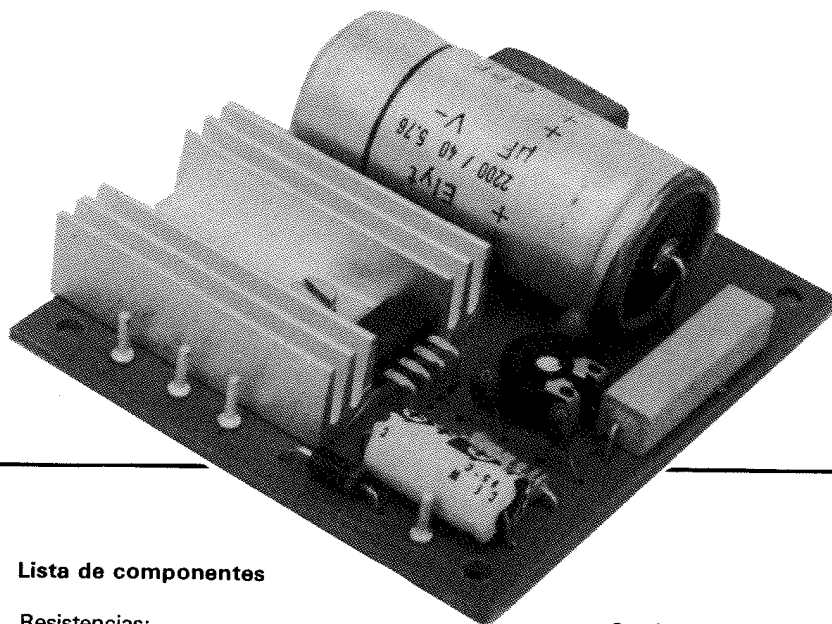
Figura 1.—En el circuito básico, el circuito integrado ajusta la tensión de salida a un valor constante de -2,23 V entre la salida de control y masa. De este modo la tensión de salida U_o queda determinada por R1 y R2.

ficar R1, aumentando R1 disminuye la tensión de salida, y viceversa.

Se coloca entonces P1 en la mitad de su recorrido y se ajusta P2 cuidadosamente en el punto en que empiece a aumentar la velocidad. Si la tasa de realimentación es demasiado grande puede suceder que el motor se «dispare» o, si es muy baja, que se le reste eficacia al circuito. Es posible que para algunos motores la posición más baja de P2 no sea suficiente produciéndose una disminución de la velocidad. En este caso será necesario aumentar el valor de R2 y repetir otra vez los ajustes.

El circuito evidentemente no hace milagros; si se aumenta la carga del motor hasta el límite del CI la velocidad disminuirá forzosamente. También puede ocurrir que si se aumenta la tensión de salida muy por encima de la que puede soportar el motor, éste se queme. Se comprende así la importancia de dar a R1 el valor correcto ya que esta resistencia determina el valor máximo de la tensión aplicada al motor. No es superfluo medir la tensión máxima entregada por el regulador una vez ajustado P2. Para ello colocar P1 al máximo y aumentar la carga del motor, la tensión de salida no debe exceder más del 20 por 100 de la nominal del motor, si esto sucede será necesario aumentar el valor de R1, también puede reducirse la resistencia máxima de P1 colocándole en paralelo una resistencia.

El circuito integrado (IC) está protegido contra cortocircuitos y sobrecargas térmicas.



Lista de componentes

Resistencias:

R1* = 2k2
R2* = 4.7 Ω /5 W
P1 = 10 k lin.
P2 = 100 Ω (ajustable)

Condensadores:

C1 = 2200 μ /35 V
C2 = 2 μ 2/35 V tántalo
C3 = 100 μ /16 V
C4, C5 = 1 μ /25 V tántalo

Semiconductores:

IC1 = 79GU
D1 = 1N4001
B1 = B40C1500

Varios:

Tr = transformador de 18 V/1 A
F = 100 mA, fusible lento
Zócalo para CI1

* Ver texto

2

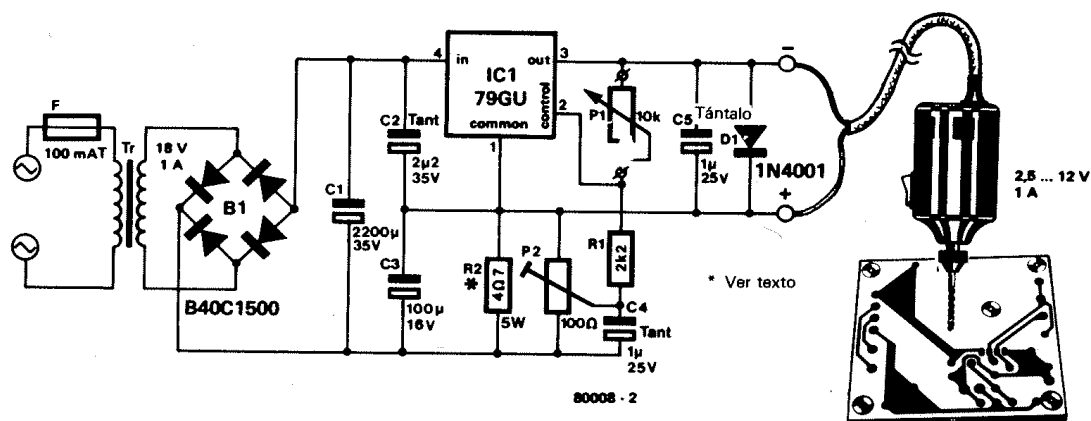


Figura 2.—El circuito completo P1 permite determinar la velocidad del motor. P2 se ajusta de manera que la velocidad no varíe en carga. Con algunas taladradoras pueden usarse valores menores de C2 y/o C3 y en algún caso puede prescindirse de ellos.

3

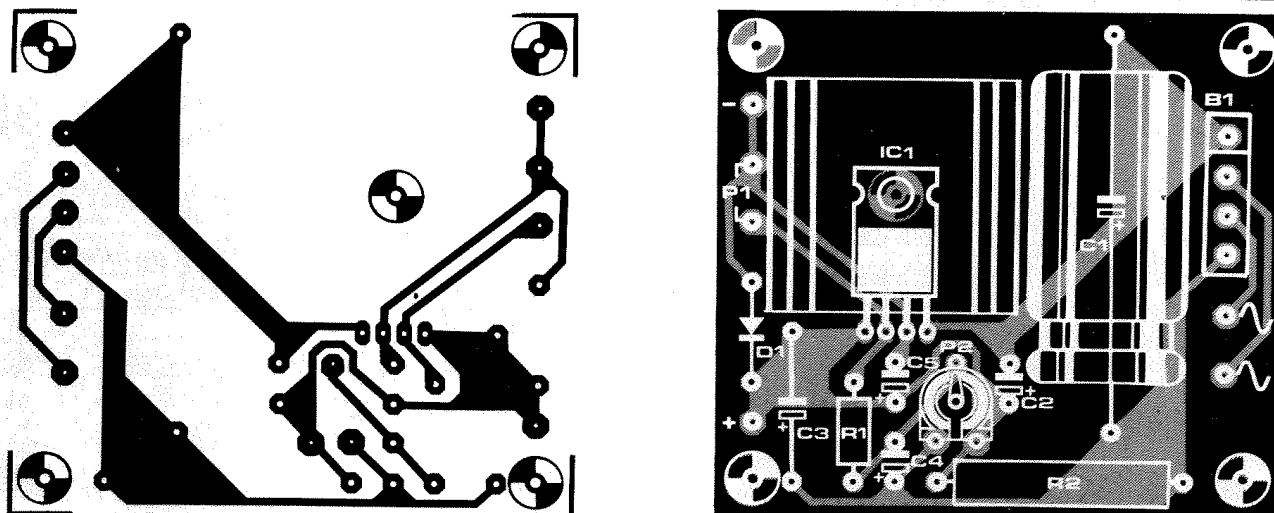


Figura 3.—Circuito impreso y disposición de componentes. Obsérvese que P1 tiene sólo dos puntos de conexión, por lo que el cursor deberá unirse a un extremo externamente.

termómetro digital

Cuanto más se concentran los componentes electrónicos en los circuitos integrados, se hace más atractivo para los fabricantes el añadir accesorios relativamente baratos en todo tipo de electrodomésticos. Los programadores para cocina y los termómetros digitales para los congeladores no son más que dos ejemplos. Los circuitos integrados diseñados con esta finalidad tienen otras muchas aplicaciones. El circuito integrado AY-3-1270 (General Instrument) ha sido pensado para el empleo en congeladores. Pero puede emplearse también para realizar un termómetro digital como el que se describe aquí. Permite elegir, además, la presentación digital entre LEDs o LCD.

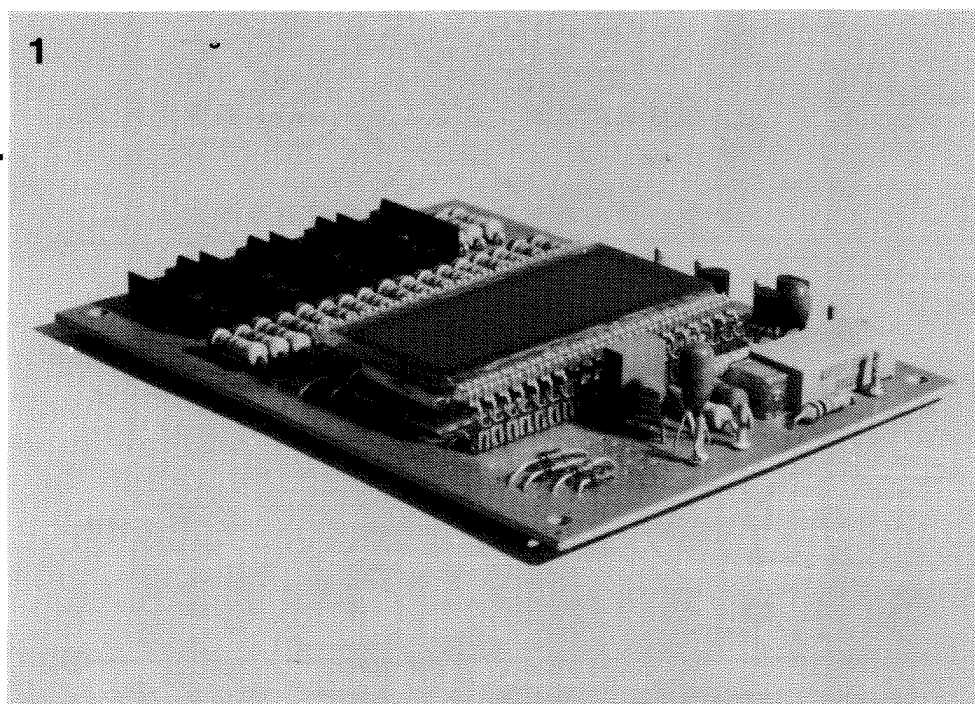


Foto 1. Este es el prototipo con cristal líquido (LCD). El I.C. está montado debajo del indicador LCD. Así, el montaje resulta más compacto. Téngase en cuenta que aunque en la foto aparecen las resistencias y los zócalos correspondientes a LEDA, no son necesarios para esta versión LCD.

En principio el AY 3 1270 es un voltímetro digital, con un margen de medidas comprendidas entre -399 y $+399$. Obviamente, se puede medir cualquier magnitud física, disponiendo del sensor adecuado. Para medidas de temperatura —dentro del congelador por ejemplo— la escala puede transformarse de $-39,9^{\circ}\text{F}$ a $+39^{\circ}\text{F}$.

El CI tiene también dos salidas de conmutación (alarmas de nivel) una para cuando la temperatura está por encima de un valor elegido y otra para cuando es inferior.

Las histéresis en esos dos puntos puede ajustarse por medio de unos cuantos diodos.

Si la alimentación se desconecta o falla (por más de diez segundos) el display comienza a parpadear regularmente cuando se repone la alimentación y la temperatura indicada será la que había cuando se produjo el corte en la alimentación; solo se vuelve al estado normal y a la temperatura actual cuando se pulsa el botón de reposición. El resto del circuito trabaja normalmente tan pronto como se aplica la tensión de alimentación en tanto no operen las alarmas de nivel prefijado. Si la medida excede de la escala disponible, el display queda también intermitente.

En la fig. 1 se da el circuito con display de cristal líquido.

El sensor de temperatura es R3, una resistencia NTC que es parte de un puente formado por R1...R4 y P1. La diferencia de tensión entre los puntos de unión de R1/R2 y R4/P1 es medida por el circuito integrado y transformada en lectura de temperatura por el display.

El resonador cerámico (cristal F1) y dos condensadores (C1 y C2) determinan la frecuencia del oscilador interno del CI, que suministra los pulsos necesarios para las medidas que realiza el sistema (para el convertidor A/D interno). La frecuencia en sí misma no es muy crítica (cualquier valor entre 300 kHz. y 800 kHz. es bueno) pero la estabilidad de frecuencia es esencial; ésta es la razón de utilizar un cristal.

Las medidas se realizan de la siguiente forma. El condensador C4 se carga a través de P2 y R5, de modo que la tensión en el condensador se compara con la tensión de referencia U_r que existe en la unión de R4 y P1 y con la tensión «de medida», U_m , que existe en la unión de R1 y R2. El tiempo que emplea la tensión del condensador en pasar de U_r a U_m determina el valor presentado en el display; a continuación se descarga C4 y comienza el siguiente ciclo de medida.

El ajuste del «cero» de la escala se realiza por medio de P1. P2 se utiliza para calibrar la escala, esto se explicará más adelante suficientemente. Desgraciadamente la resistencia NTC no es un sensor ideal en su respuesta), de hecho la variación de resistencia con la temperatura no es lineal, sino más bien logarítmica. Pero en nuestro caso el incremento exponencial de la tensión en C4 se compensa con la no linealidad de la NTC con una precisión aceptable.

Histéresis

Como en un principio se comentó, la histéresis de los puntos de alarma puede progra-

marse añadiendo unos pocos diodos. Las diferentes posibilidades se pueden encontrar en la tabla 1.

Veamos un ejemplo: si se desea una temperatura de disparo de $22,4^{\circ}\text{C}$ con una histéresis de 2°C , de acuerdo con la tabla 1, para esta temperatura se ha de colocar tres diodos: de la patilla 7 a la 3, de la patilla 7 a la 4 y de la patilla 8 a la 5. Para fijar la amplitud de la histéresis son necesarios dos diodos más: de la patilla 6 a la 2 y de la 8 a la 2. Ahora el nivel superior de disparo se ha fijado en $24,4^{\circ}\text{C}$ (relé 2, salida 2 de la placa de circuito impreso) y el nivel inferior de disparo (relé 1, salida 1) es de $20,4^{\circ}\text{C}$. El circuito de la fig. 1b es la versión con indicadores LED, que por lo demás es prácticamente igual. La principal diferencia es que son necesarias resistencias para limitar la corriente en los segmentos de los indicadores (LEDs) y por supuesto, es necesaria una fuente de alimentación más potente (que entregue más intensidad). Para que el IC funcione con LEDs es necesario conec-

tar un diodo entre las patillas 9 y 2 (según 1b). Nótese que el diodo no debe incluirse para la versión de indicadores de cristal líquido (LCD).

Construcción

El dibujo de la placa de circuito impreso y la disposición de los componentes se dan en la fig. 2. La misma placa se utiliza en ambas versiones (LED y LCD) del circuito. Como ya se ha mencionado, el diodo D3 debe ser intercalado entre las patillas 2 y 9 solo para la versión LEDs y excluido para la versión LCD. Los diodos para la programación de la de temperaturas de conmutación y la histéresis, se montan en taladros adyacentes a los números 2 a 9. Nótese que todos estos diodos están colocados en la misma posición en la placa (sus símbolos señalan la misma dirección).

Para la versión del circuito con indicadores

LCD se suprimen los componentes: D3 y las resistencias R8 a R27. En este caso la placa de circuito impreso puede cortarse por la línea indicada, cerca de R8 y R24. El indicador de cristal líquido se coloca encima del integrado en la placa, por ello se utilizará zócalos de perfil estrecho para el circuito integrado y para el indicador LCD, zócalos individuales para cada patilla, de perfil normal. Las dos versiones se muestran en las fotos 1 y 2. La foto 1 corresponde a la versión LCD. Nótese que los zócalos de los LED'S y las resistencias limitadoras se han incluido en este prototipo para comprobaciones de laboratorio, pero no son necesarios, en absoluto, en esta versión. En la foto 2 se muestra la versión LED. En la que se puede apreciar los conectores del indicador LCD que en este caso no se utilizan. El resonador cerámico (cristal) se sintoniza por medio de dos condensadores de 82 p. Existe en el mercado un condensador doble para este prototipo, pero dos condensadores normales pueden ser-

1

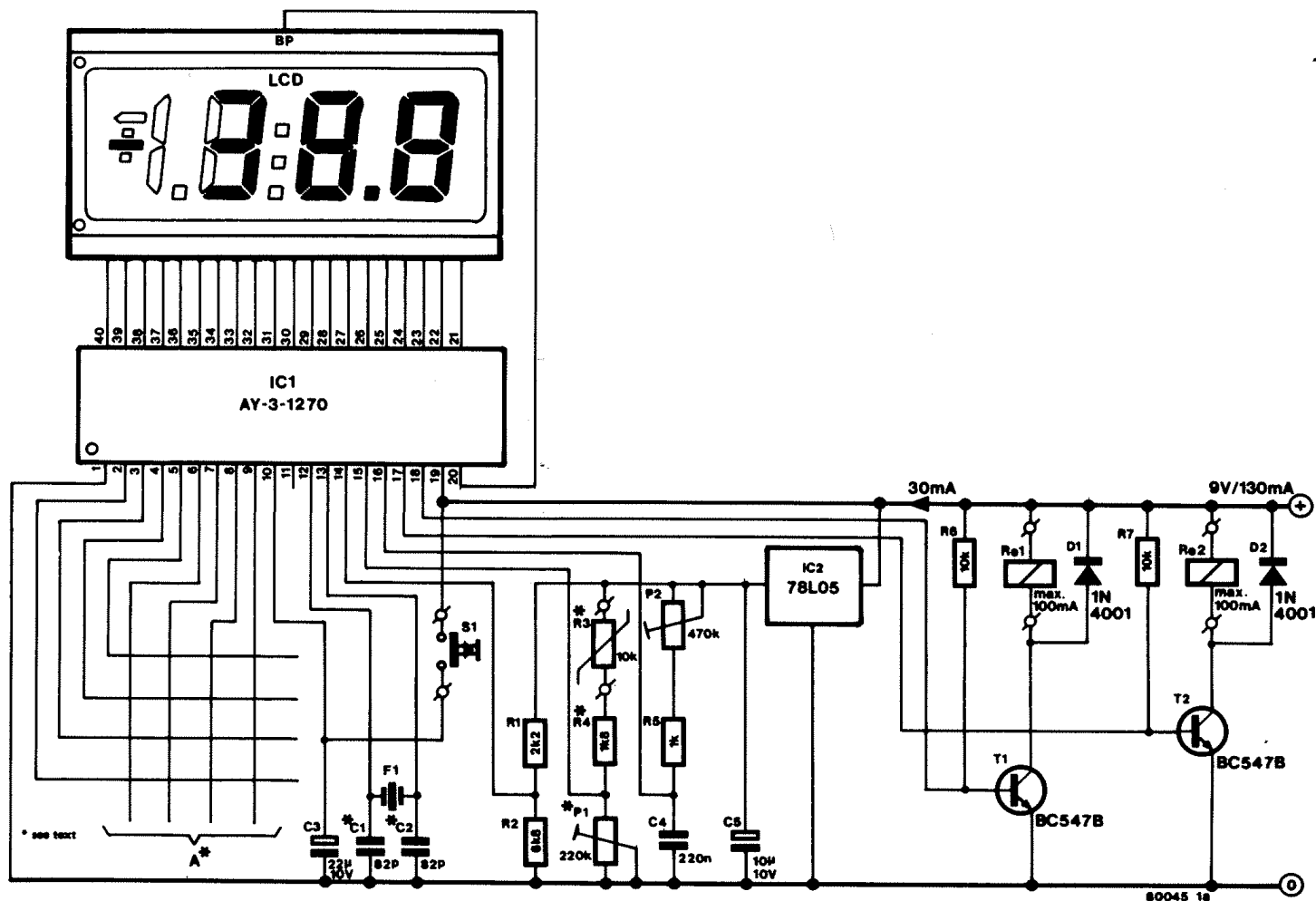
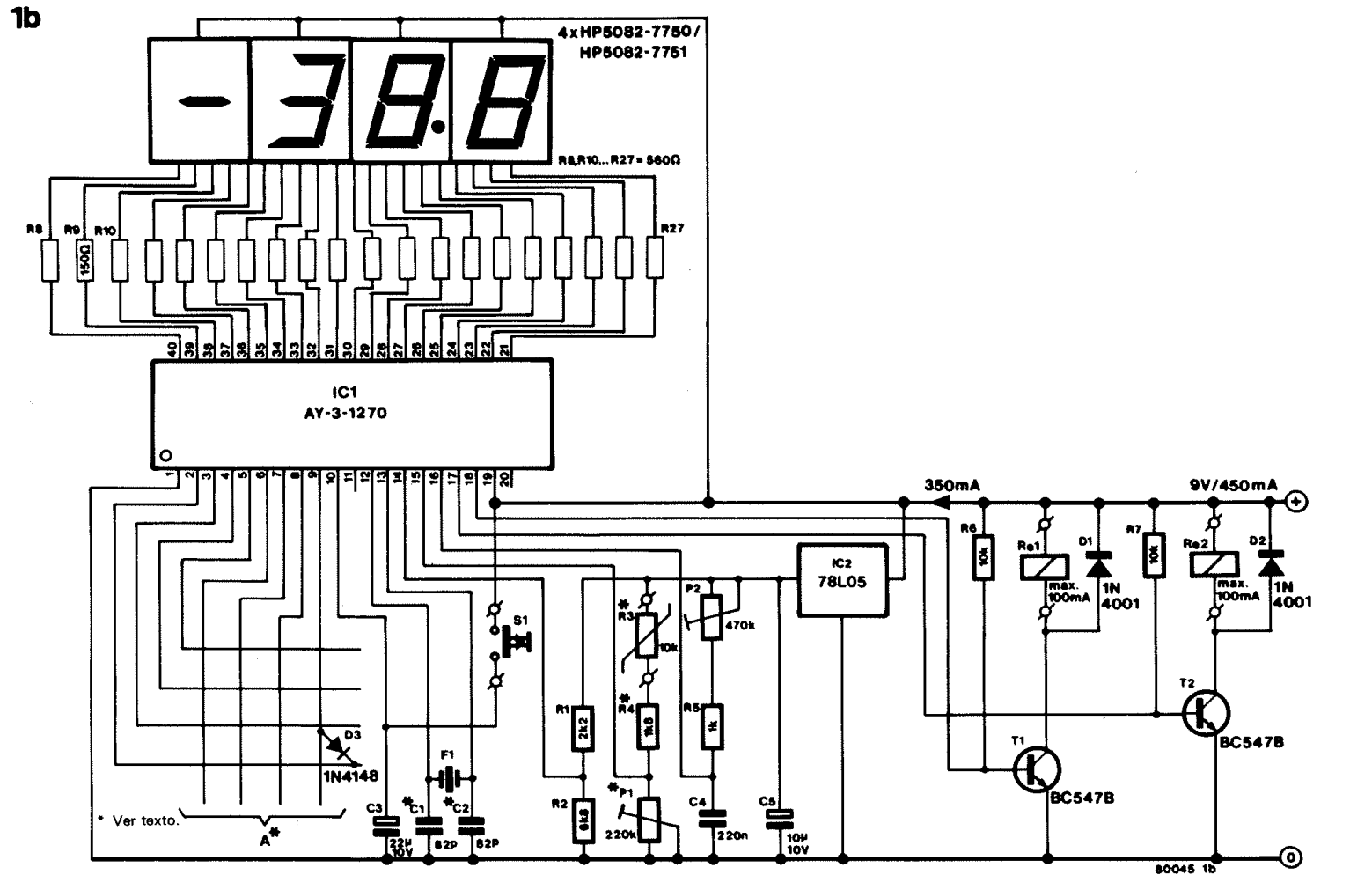


Figura 1. El termómetro digital admite dos tipos de visualizadores: LCD (cristal líquido) o LED's (visualizadores de 7 segmentos). El sensor de temperatura R3 es una NTC (termistor) y forma parte de un puente de resistencias.



2

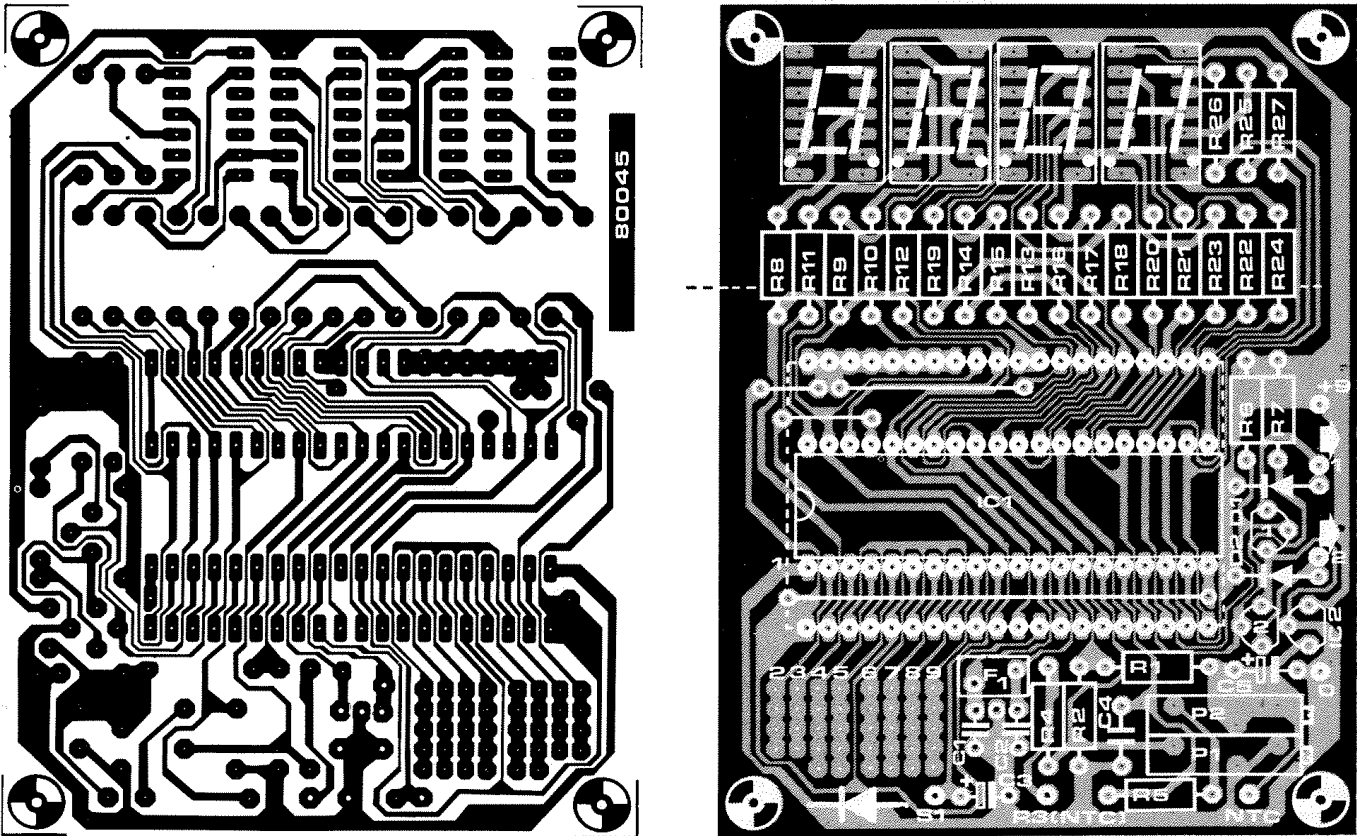


Figura 2. Placa de circuito impreso y distribución de componentes. La misma placa puede utilizarse para las dos versiones. Para el prototipo LCD; la placa puede cortarse por la línea de trazos marcada en el dibujo.

Tabla 1

2 ⁰ (pin 6)	2 ¹ (pin 7)	2 ² (pin 8)	2 ³ (pin 9)	
0.1	0.2	0.4	0.8	decimal (pin 5)
1	2	4	8	unidades (pin 4)
10	20	negativo	no se usa	decenas (pin 3)
			*	pantalla LED (pin 2)
				hysteresis 0
*				± 0.2
	*			± 0.4
*	*			± 0.8
*		*		± 2
	*	*		± 4
*	*	*		± 8

pin 2

* Incluye diodo en esta posición.

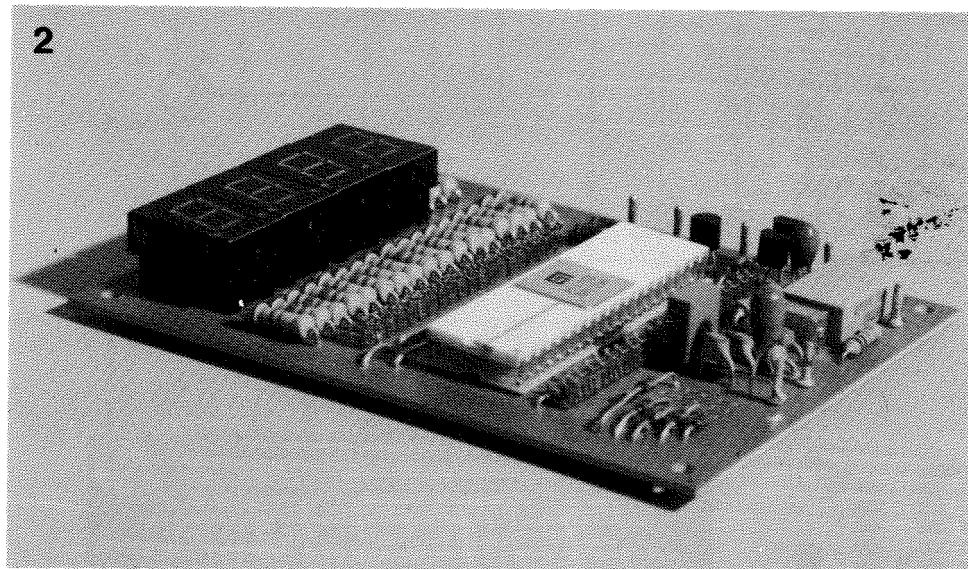


Foto 2. Versión con indicadores de 7 segmentos (LED's). Recuérdese que se debe conectar un diodo entre los terminales 2 y 9.

Lista de componentes:

Resistencias

R1 = 2k2
 R2 = 6k8
 R3 = NTC (10 k at 25°C)
 R4 = 1k8
 R5 = 1 k
 R6, R7 = 10 k
 R8, R10 ... R27 = 560 Ω/½ W
 (sólo para versión LED)
 R9 = 150 Ω/½ W
 (sólo para versión LED)
 P1 = 220 k (10 vueltas)
 P2 = 500 k (10 vueltas)

Capacitors:

C1, C2 = 82 p (ver texto)
 C3 = 22 μ/16 V tantaló
 C4 = 220 n MKM
 C5 = 10 μ/10 V tantaló

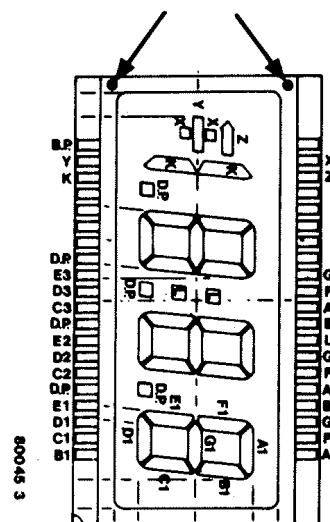
Semiconductores:

T1, T2 = BC 547B
 D1, D2 = 1N4001
 D3 = 1N4148 (sólo para versión LED)
 D4 etc. = 1N4148 (ver texto)
 IC1 = AY-3-1270
 IC2 = 78L05

Varios:

S1 = pulsador
 pantalla dos tipos
 tipo 43D5R03 LCD,
 o equivalente;
 o 4 LED 7 segmentos
 HP 5082-7750, o equivalente
 (ánodo común)
 F1 = 400 kHz, resonador cerámico
 tipo CSB 400A (ver texto).
 Re1, Re2 = relé de 9 V/100 mA

3



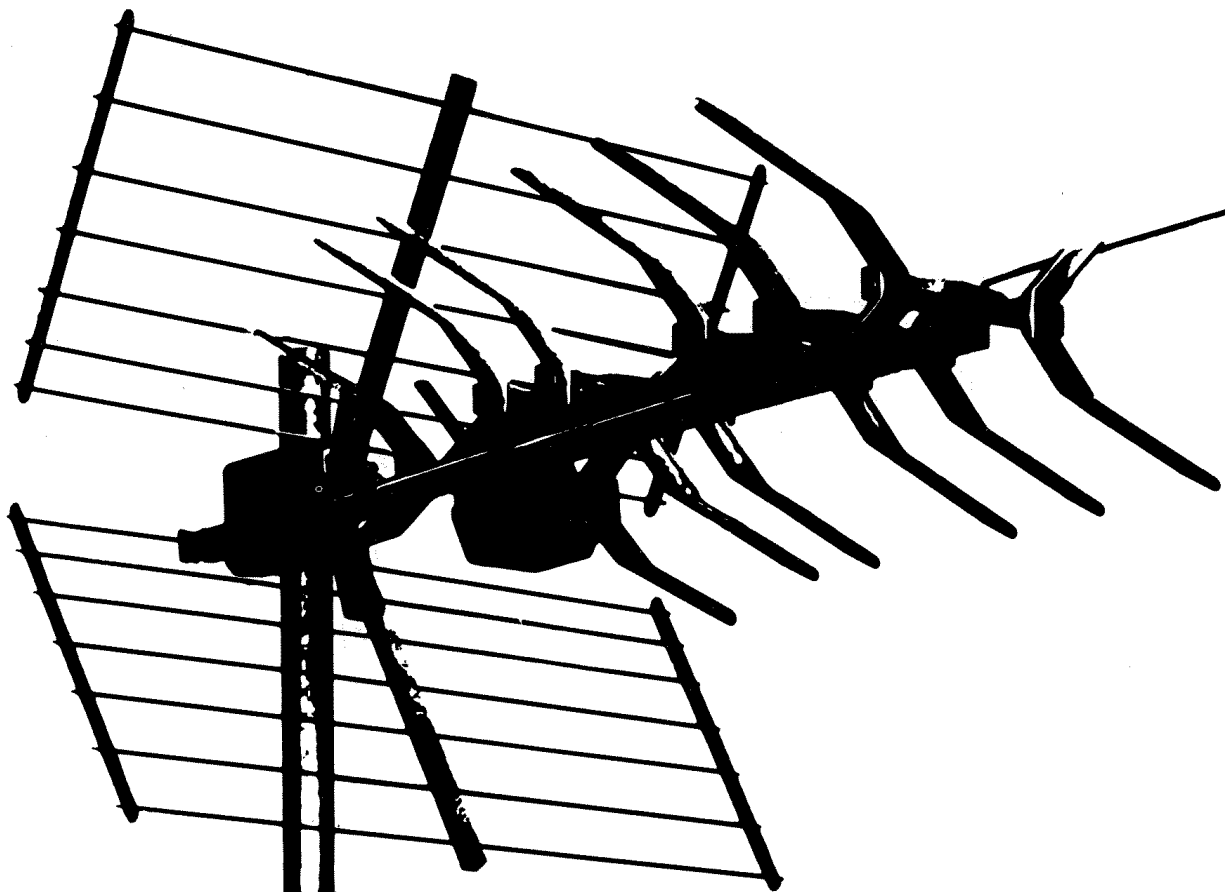
Disposición de patillas del visualizador LCD, puede resultar útil para encontrar un equivalente. Para montar correctamente el visualizador hay que guiarse por los dos puntos que señalan el lado izquierdo.

vir igual. La placa se ha diseñado con las dos alternativas.

Calibración

El principio básico es el mismo en todos los casos.

Primeramente, debe ajustarse el punto cero, por medio de P1. P2 se gira a tope, en sentido contrario de las agujas del reloj, enfriando entonces el sensor de temperatura hasta cero grados. Para ello se introduce el NTC en un recipiente con agua e hielo (¡sin desconectarlo!) ajustando P1 hasta leer 00,0° C en el indicador. Ahora se calienta o se enfría dentro de la gama de temperaturas a medir, para hacer un segundo ajuste. Para temperatura ambiente 20° C es una buena elección, y si se usa para un frigorífico o un congelador -20° C es más adecuado. Con el sensor en el 2° punto se ajusta P2 hasta obtener la lectura correcta. La precisión en la mayoría de las escalas depende de las características del NTC. Sobre una escala amplia (0° 39,9° C) puede obtenerse una precisión de ± 1° C, y sobre escalas pequeñas (de 0 a 20° C o de 0 -20° C) la precisión será de ± 0,5° C.



los amplificadores de antena

¿son realmente útiles?

Los amplificadores de antena se utilizan frecuentemente para intentar mejorar la sensibilidad de un receptor, sin embargo, muy a menudo nos encontramos con que cualquier incremento en la sensibilidad viene acompañado por un incremento en el contenido de ruido de la señal resultante. Por esta razón, resulta evidente que tal amplificador necesita de un diseño muy cuidadoso. Si el amplificador se quiere tan solo para compensar las pérdidas en la red de distribución de la antena, entonces los problemas se hacen menos graves.

Contrariamente a la opinión de aquéllos que pretenden que la amplificación de la señal de antena no sirve para nada en absoluto, sus partidarios insisten en que sirve para mejorar el rendimiento. Para hacer una valoración bien

fundada de los diferentes argumentos en pro y en contra, será interesante e incluso importante, investigar más en profundidad los diferentes aspectos de los problemas que implica la amplificación.

Este artículo trata de la recepción en las bandas de VHF/FM y UHF/TV. Con equipos que funcionen satisfactoriamente en estas frecuencias, no debe ser necesaria ninguna amplificación adicional de la señal de antena. Con un sistema que conste de un receptor de alta calidad, una antena eficaz, y un cable corto de bajas pérdidas entre ambos, ni aun el mejor de los amplificadores de antena podría mejorar el rendimiento.

Sin embargo, no todo el mundo posee una combinación tan óptima. En muchos casos, el cable de antena puede estropear los resultados atenuando hasta cierto punto la señal. Un cable coaxial de calidad media y de una longitud de unos 20 m. puede atenuar la señal en 6 dB. Esto significa que sólo un 25 por 100 de la señal realmente captada por la antena, llega al receptor con un con-

siguiente deterioro de la recepción, especialmente en zonas limítrofes.

El ejemplo anterior, ilustra la principal justificación del uso de los amplificadores de antena, subsanar las pérdidas de señal entre la antena y el receptor, provocadas entre otras causas por el amortiguamiento o la desadaptación del cable.

Los amplificadores de señal de antena se usan algunas veces (o mejor dicho, se abusa de ellos) para compensar la baja sensibilidad del receptor. En este caso funcionarán como etapas de entrada no sintonizadas. Sin embargo, esta aplicación tiene sus problemas siendo el más molesto el de la intermodulación, que contraresta cualquier incremento en el nivel de la señal.

Como se debe proceder

La aplicación lógica para los amplificadores de señal de antena es utilizarlos para superar las pérdidas de transición entre la antena y el receptor. Sin embargo, para conseguir buenos resultados se deben cumplir ciertos requisitos. En primer lugar, el amplificador debe estar situado en lo alto del mástil de la antena. Puede estar alimentado bien por una fuente incorporada o bien a través del mismo cable coaxial, a partir de una unidad de potencia situada en el extremo inferior del cable.

Naturalmente, los mejores resultados se obtienen sintonizando el amplificador del mástil. Sin embargo, en la práctica este método es generalmente desechado por requerir circuitos complicados, y por ser necesario un control de sintonía separado. La segunda mejor posibilidad consiste en utilizar un amplificador pasa-banda que funcione en un banda limitada de canales. Las señales entrantes que estén fuera de su banda específica de frecuencias serán rechazadas, eliminando de este modo riesgos tales como la intermodulación, y evitando cualquier radiación intensa de fuera de la banda, que de otro modo impediría la recepción de la transmisión deseada.

Estos argumentos pueden explicar por qué no se eligen amplificadores de banda ancha para antenas de una sola banda, del tipo VHF/FM. Estos amplificadores de banda ancha pueden utilizarse en sistemas multi-banda donde una serie de antenas, cada una de ellas con su amplificador pasabanda, van seguidas de una red de reparto selectiva. En este caso puede insertarse un amplificador de banda ancha en la bajada de antena común, para compensar cualquier pérdida en el cable (ver fig. 1).

Ganancia contra ruido

No es suficiente que el amplificador de antena tenga una cierta ganancia; el ruido que el mismo genera debe ser además apreciablemente más bajo que el del receptor. Para poder evaluar esta comparación, la magnitud del ruido autogenerado en un amplificador o receptor se define por el símbolo F . Este es el cociente entre relaciones de señal/ruido a la entrada y a la salida del amplificador en cuestión. Puede expresarse algebraicamente de la forma:

$$F = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}}$$

siendo:

P_{si} = nivel de señal a la entrada

P_{ni} = nivel de ruido a la entrada

P_{so} = nivel de señal a la salida

P_{no} = nivel de ruido a la salida

En el caso ideal de un amplificador sin ruido, el número F vale la unidad. En todos los demás casos es mayor. Se expresa como un número sin dimensiones, siendo igual la parte numérica aunque a menudo es conveniente expresarlo logarítmicamente en decibelios de este modo: $F \text{ (dB)} = 10 \log F$, ya que en la práctica las relaciones de potencia se definen en dB.

Los valores de F para buenos receptores son a menudo menores de 5 (7 dB) y para sintonizadores de alta calidad pueden variar entre 3 y 4 (4,8 y 6 dB). Para justificar el empleo de un amplificador de antena el

número F debe de mejorar sensiblemente. Para amplificadores en cascada (ver fig. 2) F se calcula como sigue:

$$F_{\text{tot}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3}$$

donde G es la ganancia de potencia. Esta fórmula muestra que el número F del primer amplificador supone la principal contribución al ruido total siendo el efecto de la segunda etapa prácticamente igual a su número F_2 dividido por la ganancia de la primera etapa.

Ya que la alta ganancia del primer amplificador anula prácticamente la influencia del ruido de la segunda y tercera etapas, la sensibilidad y el ruido del equipo receptor completo dependerán, en gran parte, de la calidad de esta primera etapa. Esto signifi-

1

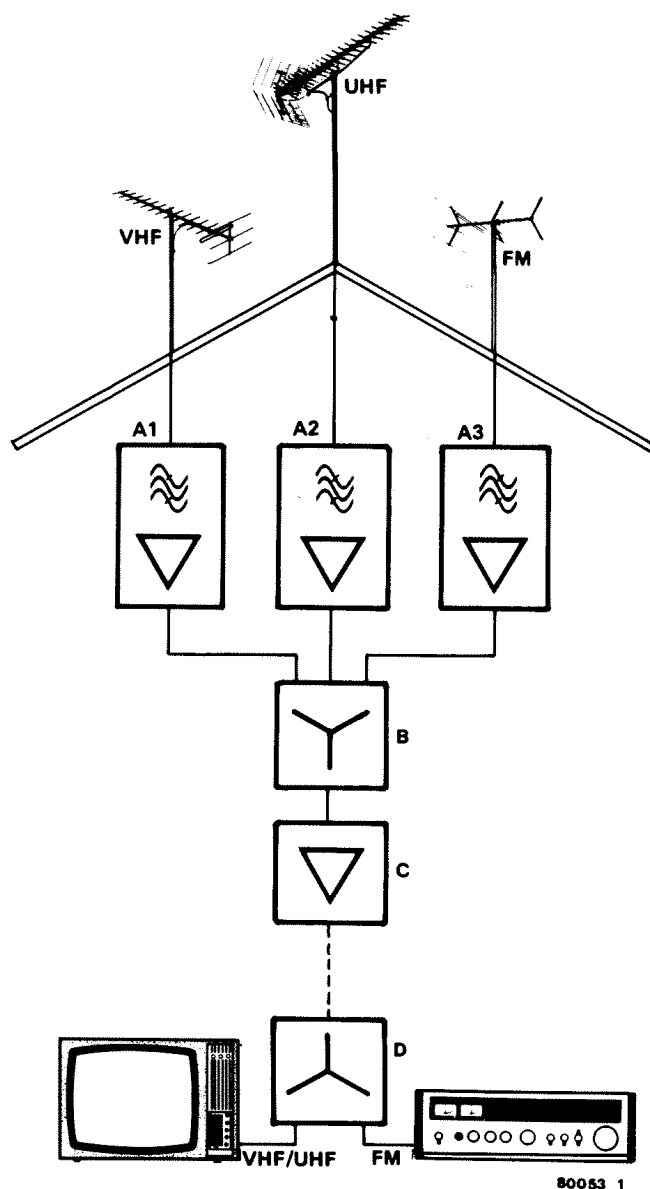


Figura 1. Amplificación de la señal de antena y red de conexiones. Cada antena tiene su propio amplificador (A1...A3) que trabaja en la banda correspondiente. La red B conecta las tres señales de antena y aplica la suma a un nuevo amplificador C. Este es de banda ancha y elimina las pérdidas en el cable coaxial y en la red divisora de señal D. También son eliminadas otras pérdidas debidas a desadaptaciones y malas conexiones. Dependiendo de las condiciones de la recepción, de la ganancia de antena y del rendimiento del cable, podrían suprimirse alguno o todos los amplificadores. Algunos tipos comerciales de amplificadores llevan incorporadas las redes de distribución.

ca que el rendimiento de un receptor con características de sensibilidad y ruido pobres puede ser considerablemente mejorado mediante un amplificador de antena. Por otra parte, no debe esperarse ninguna mejora de un amplificador de antena, cuyo número F sea igual o peor que el del receptor, o cuya ganancia no sea lo suficientemente elevada para superar el efecto del ruido en el receptor.

Estas consideraciones quedan ilustradas con el siguiente ejemplo. Supongamos que un receptor dado tiene un $F = 5$ y que está precedido de un amplificador con un $F = 3$. El número F total dependerá entonces, en gran parte, de la ganancia del amplificador. Para un amplificador de ganancia 2 (3 dB) el factor ruido total continua siendo F_{tot} , es decir, no representa ninguna mejora. Con una ganancia de 10 (10 dB), la mejora asciende a $F = 3,4$. Una ganancia del amplificador de 100 (20 dB) baja el ruido total a 3,04 que es prácticamente igual a la F del amplificador.

Ganancia y pérdidas. Ruido y sensibilidad

Como hemos visto, las mejoras en las características de ruido aumentan la sensibilidad del receptor. Sin embargo, la cuestión sigue planteada: ¿merecen la pena el esfuerzo y el gasto extra?

La forma usual de definir la sensibilidad es dar el valor mínimo de tensión de la señal de entrada para una cierta salida demodulada (o decodificadas si es estéreo) a una razón señal/ruido de audio dada. La señal en los terminales de entrada de antena en el receptor depende no sólo del factor de ruido de éste, sino también, del método de demodulación, del índice de modulación, de la anchura de banda de audio frecuencia y de la impedancia de entrada del receptor. Solamente si todos estos permanecen constantes, podrá producir algún efecto cualquier intento de mejora en la sensibilidad y en las características de ruido.

Esta mejora puede calcularse con la fórmula siguiente:

$$G = \frac{F_r}{F_{tot}} \quad \text{ó} \quad g = \sqrt{\frac{F_r}{F_{tot}}} \quad \text{donde}$$

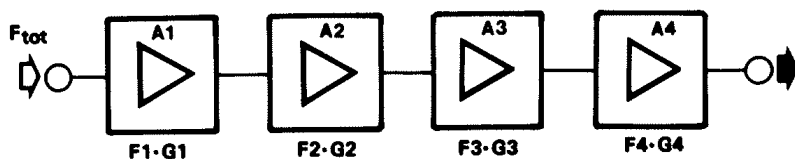
F_r = factor de ruido del receptor.

F_{tot} = factor de ruido total.

G = mejora en la relación de potencias.

g = mejora en la relación de tensiones.

2



$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3}$$

80053 2

Figura 2. El factor de ruido F de un amplificador es el factor fundamental para determinar su contenido de ruido y su sensibilidad. Con varios amplificadores conectados en cascada, el ruido y la ganancia de la primera etapa determina el ruido total y el comportamiento de todo el conjunto.

Transformando estas ecuaciones tenemos la mejora en $\text{dB} = 10 \log G$ o $20 \log g$.

Llegados a este punto ¿cual es el efecto de esta mejora en la señal de audio final? Las ecuaciones indican que se produce una mejora en la relación S/N (señal ruido) en altas frecuencias medida a la entrada del demodulador. Sin embargo, la señal de salida del modulator también tiene una relación S/N. Para señales de AM (moduladas en amplitud) el factor S/N se corresponde exactamente con la relación S/N de AF (alta frecuencia). Esto no es así en el caso de señales de FM, especialmente cuando la señal de entrada es muy fuerte o muy débil. Las hojas de características técnicas de los receptores estéreo de alta calidad incluyen, a menudo, un gráfico que representa la relación S/N en función del nivel de entrada para mono y para estéreo. La fig. 3 muestra un gráfico de este tipo en el cual puede verse que la relación S/N a niveles bajos de entrada (alrededor de $1 \mu\text{V}$) disminuye rápidamente para un incremento del nivel de entrada. Primero decrece linealmente, y más tarde, a partir de un cierto nivel, permanece constante. En el ejemplo dado, el límite se presenta a unos $200 \mu\text{V}$ para mono y de 300 a $400 \mu\text{V}$ para estéreo. ¿Cómo podemos trasladar estas cifras al funcionamiento del receptor real?

parece interesante invertir esfuerzo y dinero en mejorar el equipo.

Si un receptor o sintonizador funciona satisfactoriamente, especialmente en lo que concierne a la relación S/N pero su ganancia de FI no es lo bastante alta, puede conseguirse una sensibilidad óptima empleando un buen amplificador. A pesar de que éste reducirá un poco la relación S/N total, proporcionará el alto nivel de señal de entrada que se necesita para el demodulador. Aunque en este caso particular es posible aumentar la de FI, este procedimiento es una tarea relativamente engorrosa y resulta una solución más conveniente y efectiva añadir un amplificador.

Compensación de pérdidas en el cable

Las pérdidas en los cables coaxiales, determinan su calidad y pueden diferir entre las diferentes marcas. Como regla empírica, cuanto mayor sea su diámetro, mejores serán sus características. Como puede verse en la fig. 4 la atenuación del cable coaxial aumenta con la frecuencia. Para los tipos comercialmente disponibles, la atenuación a 200 MHz puede variar entre 4,5 y 45 dB/100 m. siendo típico un valor de 25 dB/100m. para los coaxiales corrientes. Los cables de calidad especial, llamados de bajas pérdidas, pueden presentar atenuaciones de unos 12 ó 15 dB/100 m estas atenuaciones hay que añadirlas a las pérdidas producidas por las inevitables (aunque pequeñas) desadaptaciones.

Naturalmente, la suma de estas pérdidas afecta negativamente a las características de sensibilidad y ruido del sistema receptor completo. Lo que no puede mejorarse incrementando únicamente la ganancia del receptor. Este efecto lo podemos calcular considerando varios amplificadores, representados por las bien conocidas «cajas negras» conectados en serie. La caja negra que representa al cable tiene un factor de ruido cercano a la unidad y una ganancia D que es negativa y representa la atenuación. De aquí se deduce que la ecuación para el cable más el receptor puede representarse por

$$F_{tot} = 1 + \frac{F_r - 1}{D}$$

Cuando la recepción de una señal de FM es débil, cualquier pequeña mejora en el nivel de señal de antena o del amplificador redundará en una mejora apreciable en la relación S/N de audio. Esta mejora no será tan espectacular para los niveles altos de la señal FM. Esto significa que en equipos de alta calidad no merece tanto la pena la amplificación adicional; en los equipos medianos, la mejora del factor S/N es más efectivo. Sin embargo, es muy probable que estos últimos resulten poco satisfactorios en otros aspectos tales como selectividad y fidelidad. Bajo estas circunstancias

3

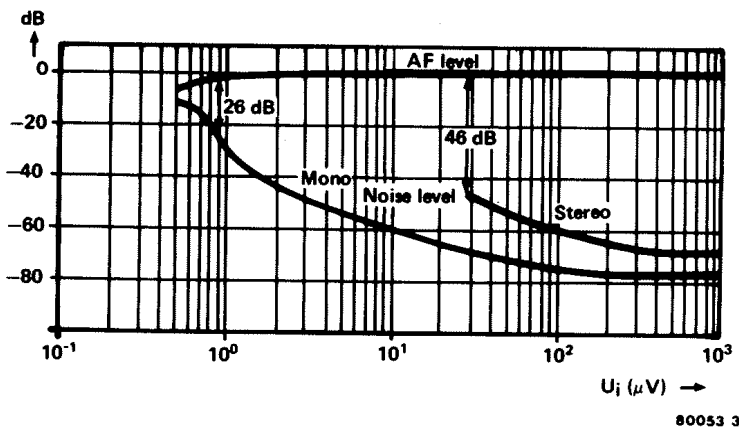


Figura 3. Esta gráfica muestra los niveles de ruido de mono y estéreo, junto con el nivel de salida de audio, en función de la señal de entrada de AF para un receptor estéreo de alta calidad, con un factor de ruido de 3,5. Se ve claramente que la relación señal/ruido no es linealmente proporcional al nivel de entrada.

El ruido total para el conjunto formado por el amplificador del mástil, el cable y el receptor viene dado por la ecuación

$$F_{\text{tot}} = F_a + \frac{F_r - 1}{G_a \cdot D}$$

donde F_a es el factor de ruido del amplificador y G_a su ganancia. Esta ecuación demuestra que en esta configuración, el factor de ruido total viene determinado por el factor de ruido y la ganancia de potencia del amplificador, exactamente igual que en el caso del cable sin pérdidas. El rendimiento total difiere simplemente en lo que la ganancia efectiva del amplificador haya disminuido a causa de la atenuación del cable. La ganancia efectiva ahora vale $G \times D$. Si el factor de ruido del amplificador es menor que el del receptor y la ganancia total es suficiente, pueden ser eliminadas completamente las pérdidas en el cable, cayendo el factor de ruido total por debajo de él del receptor.

Con el amplificador situado en el extremo inferior del cable de antena, su efecto provechoso será considerablemente menor. La ecuación del ruido se hace entonces:

$$F_{\text{tot}} = 1 + \frac{F_a - 1}{D} + \frac{F_r - 1}{G_a \cdot D}$$

que muestra como el efecto perjudicial de las pérdidas en el cable se mantiene completamente.

Ejemplos numéricos

La fig. 5 compara diferentes configuraciones realizadas con los mismos componentes, a saber:

- Un receptor de FM estéreo con un factor de ruido de 3,5 y una sensibilidad igual a la representada en la fig. 3, medida con un barrido de ± 40 kHz y una anchura de banda de 180 Hz a 16 kHz.
- Un amplificador de antena con un factor de ruido de 1,5 y una ganancia de potencia de 20 dB (100 veces).
- Un cable con una atenuación de 6 dB (factor 0,25).

Se muestran las siguientes configuraciones: 1: receptor sin cable ni amplificador.

4

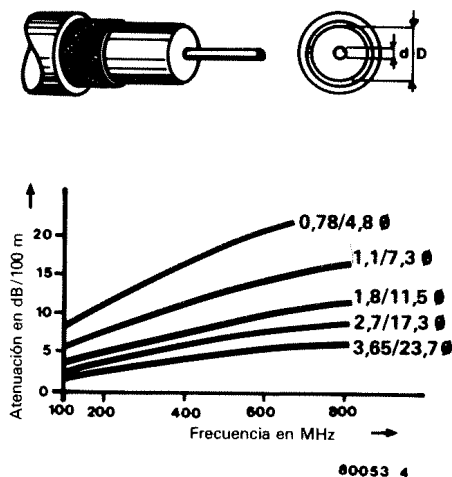


Figura 4. La atenuación de un cable coaxial aumenta con la frecuencia. La calidad del cable depende en gran parte de la sección del conductor interior y del diámetro de la pantalla. El gráfico muestra la atenuación en función de la frecuencia para cinco cables diferentes, con la sección del conductor y el diámetro de la pantalla como parámetros.

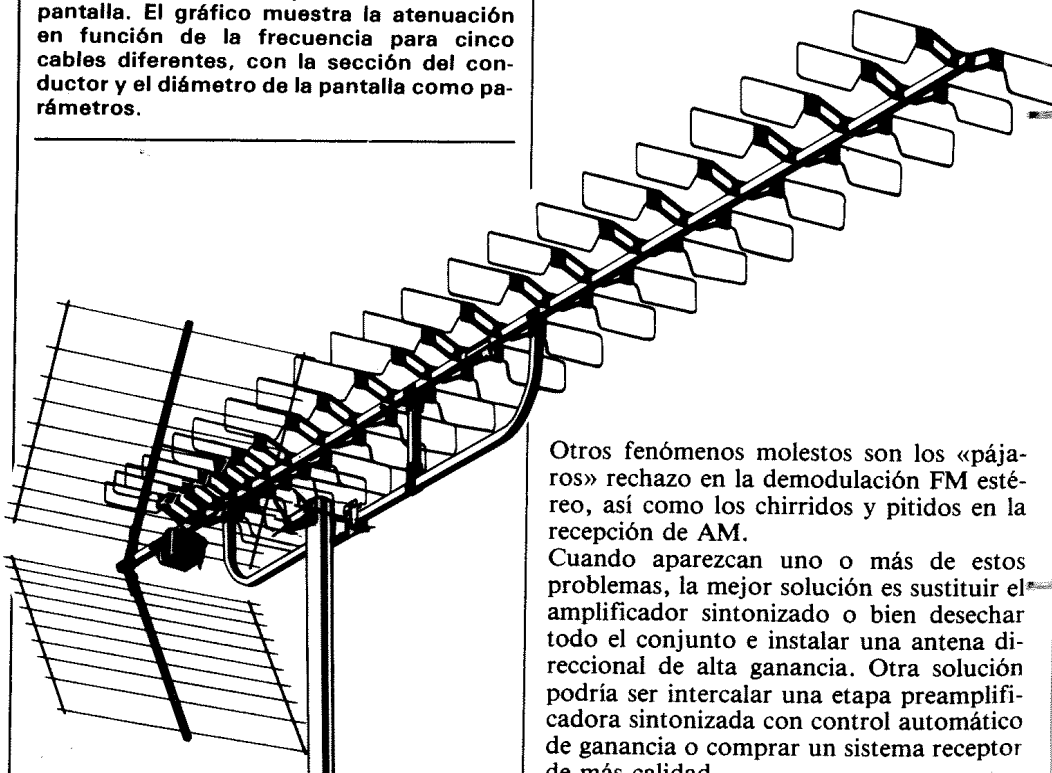
- 2: receptor sin cable pero con amplificador.
 - 3: receptor con amplificador en lo alto del mástil y cable.
 - 4: receptor con cable y amplificador en el extremo inferior del mástil.
 - 5: receptor con cable pero sin amplificador.
- La tabla 1 hace una relación para cada configuración, del ruido total, ganancia en dB, nivel de señal de antena para un factor S/N en estéreo de 60 dB y factor S/N obtenido con una señal de antena de $100 \mu V$. La conclusión es que en ausencia del cable de antena, el amplificador mejora el factor S/N en 5 dB; con unas pérdidas en el cable de 6 dB, la mejora puede alcanzar los 10 dB. Aun cuando estos valores no puedan alcanzarse en la práctica, debido a las inevitables desadaptaciones, etc., la configuración 3 muestra una clara superioridad sobre la 4, y está indudablemente próxima al ideal que es la configuración 2.

Problemas de sobrecarga

Un posible resultado desfavorable de la amplificación de la señal de antena suele ser la sobrecarga del amplificador o del receptor.

La mayoría de los amplificadores modernos están libres de este problema, de modo que el primero en sufrir sería el propio receptor. Una sobrecarga fuerte puede incluso bloquearlo completamente, especialmente si el amplificador es de tipo aperiódico (no sintonizado) y no está provisto de control automático de ganancia.

El estado de sobrecarga se manifiesta por la producción de armónicos, demodulación no deseada e intermodulación. Estas señales parásitas pueden producir varios puntos de sintonía para una misma transmisión, arruinar la recepción de emisiones débiles y aparición de frecuencias imagen y de bati-do. Las señales tanto fuertes como débiles, de longitudes de onda cercanas pueden ser demoduladas juntas, especialmente en receptores con rechazo deficiente de AM.



Otros fenómenos molestos son los «pájaros» rechazo en la demodulación FM estéreo, así como los chirridos y pitidos en la recepción de AM.

Cuando aparezcan uno o más de estos problemas, la mejor solución es sustituir el amplificador sintonizado o bien desechar todo el conjunto e instalar una antena direccional de alta ganancia. Otra solución podría ser intercalar una etapa preamplificadora sintonizada con control automático de ganancia o comprar un sistema receptor de más calidad.

5

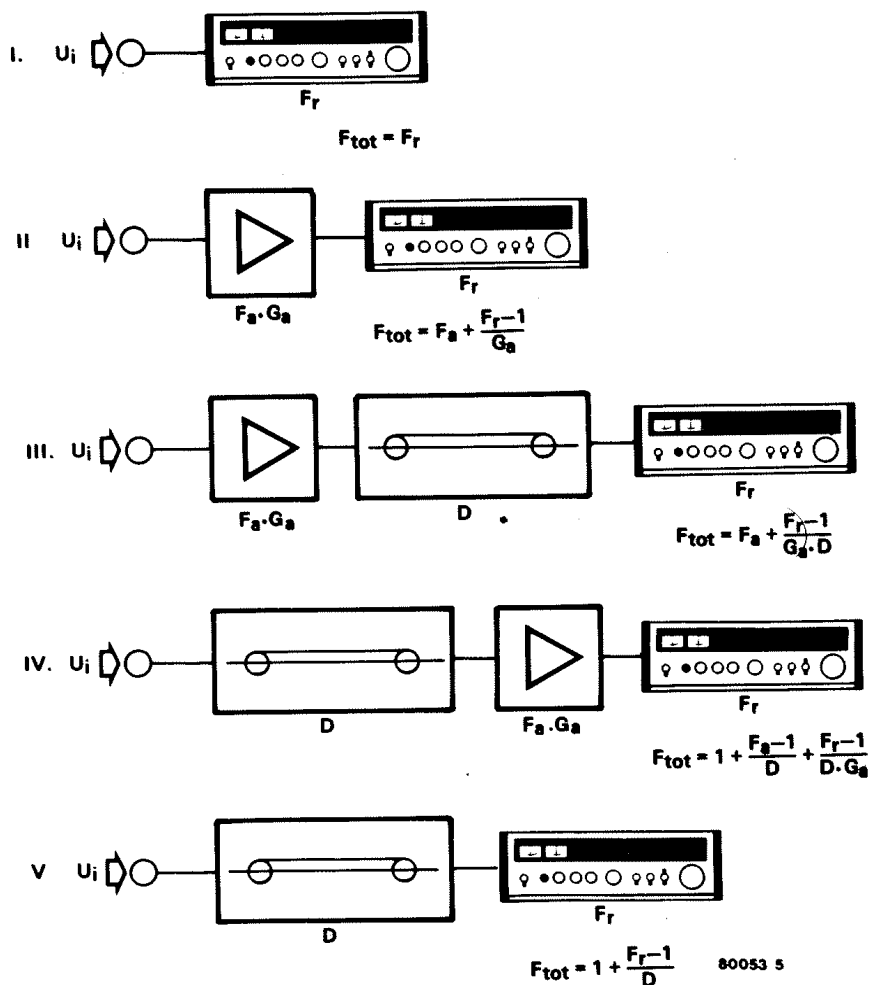


Figura 5. Comparación del comportamiento de diversas configuraciones con los siguientes componentes:

- I. receptor únicamente.
- II. receptor precedido de un amplificador de señal de antena.
- III. receptor con amplificador de mástil y cable con pérdidas.
- IV. receptor con cable y amplificador en el extremo interior.
- V. receptor con cable pero sin amplificador.

Las ecuaciones que caracterizan el rendimiento del equipo para cada configuración están expuestas en la tabla I.

Tabla 1 (ver figura 5)

Se toman los siguientes datos:

$F_r = 3,5$; $F_a = 1,5$; $G_a = 100$ (20 dB); $D = 0,25$ (-6 dB)

Para la sensibilidad del receptor ver figura 3.

configuración (figura 5)	F_{tot} (kT_0)	mejora (dB)	sensibilidad (μV)	señal/ruido ²⁾ (dB)
I	3.5	0	100	60
II	1.53	3.6	66	64
III	1.6	3.4	68	63
IV	3.1	0.5	94	61
V	11	-5	177	55

¹ Para 60 dB estéreo (S/N)

² Para 100 μV de entrada (estéreo)

La mejor etapa de AF es una buena antena

Esta afirmación está cobrando nueva vida gracias a la feliz circunstancia de que las antenas para las bandas de VHF y UHF pueden diseñarse con valores de «ganancia» considerables. Esto se consigue gracias a la direccionalidad, por las cuales puede construirse una antena que concentre la energía del campo electromagnético del emisor, permitiendo así un más alto rendimiento de la captación.

La ganancia «pasiva» así conseguida, se expresa como el nivel de salida de antena para una intensidad de campo dada, en relación con la salida de un dipolo simple. Generalmente se expresa en dB; una antena de 8 dB de ganancia capta 6,3 veces más energía que un dipolo. Esta ganancia produce una mejora de 8 dB en la relación señal/ruido, lo que demuestra la verdad de la afirmación que encabeza este apartado. Una antena, no importa lo alta que sea su ganancia, no está nunca sobrecargada y no necesita de ninguna alimentación.

6

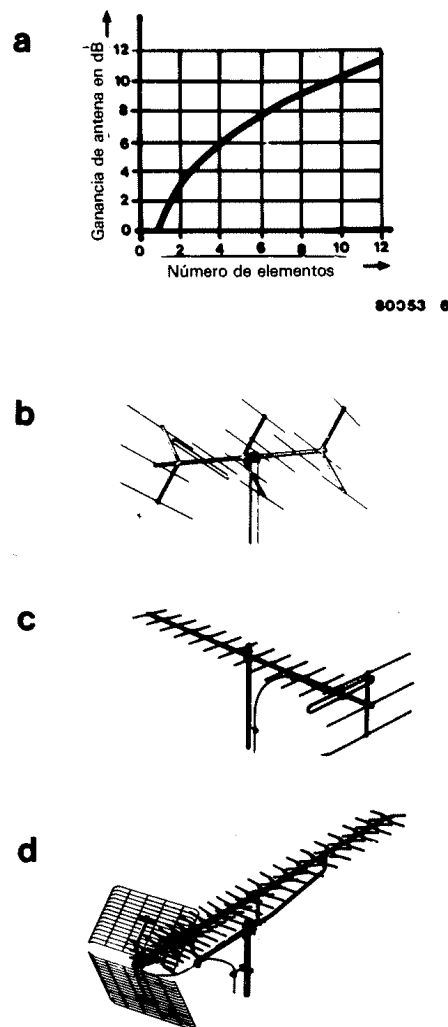


Figura 6. Una antena eficaz es la mejor etapa de AF. Las antenas de varios elementos pueden proporcionar señales mucho más altas que un dipolo simple sin ruido autogenerado. Esto se ilustra en la gráfica de la fig. 6a que muestra la ganancia de antena en función del número de elementos. Las fig. 6b, 6c y 6d representan las diversas posibilidades:

6b: Antena de UHF de 14 elementos con una ganancia de unos 12 dB.

6c: Antena de VHF de 13 elementos con unos 11 dB de ganancia.

6d: Antena de UHF con, nada menos que 91 elementos, y una ganancia típica de 16 dB.

A pesar de estos argumentos, puede haber casos donde sea absolutamente necesario utilizar un amplificador de señal de antena, debido a circunstancias fuera del control del oyente o del telespectador. Para estos casos hemos diseñado un buen amplificador de antena que se describe también en este número de ELEKTOR.

Raramente se encuentra un amplificador de antena que consiga cumplir los puntos antes indicados, ya que algunos de estos requisitos de funcionamiento son contradictorios. Para la mayoría de los transistores actuales es necesario llegar a un compromiso entre el nivel de ruido y el buen funcionamiento a una potencia considerable, muy a menudo el empleo de intensidades elevadas produce altos niveles de ruido.

Sin embargo, mientras el equipo de diseño de ELEKTOR investigaba la solución a este problema, un grupo de ingenieros de investigación y diseño de semiconductores consiguieron poner a punto unos transistores de alta frecuencia, que permanecen sin producir ruido apreciable cuando se les somete a altas intensidades. Los componentes empleados en el circuito de este artículo, los Siemens BFT 66 y BFT 67, son particularmente eficaces en las primeras etapas de amplificación, tales como repetidores de antena. Las características favorables de estos transistores serán además aprovechadas para que el amplificador tenga un doble funcionamiento: para banda ancha, trabajan con una intensidad alta para prevenir sobrecargas a niveles altos de entrada, mientras que en banda estrecha se empleará una intensidad más baja.

Para poder sacarle todo el provecho a las inmejorables características de los BFT 66 y BFT 67, los fabricantes suministran unas hojas de datos, incluyendo ejemplos de aplicación, que pueden ser usados por el aficionado como punto de partida y que simplifiquen considerablemente la construcción.

En la fig. 1 se muestra el circuito de un amplificador de una etapa, mientras que la fig. 2 muestra un circuito de dos etapas, que tiene además una anchura de banda ampliada. Las respectivas características pueden verse en los gráficos de las fig. 3 y 4. El segundo circuito presenta unas curvas de ruido y de ganancia más semejantes en la banda de frecuencia entre 25 MHz y 1 GHz. En el amplificador de una etapa, al elevarse la frecuencia, la ganancia disminuye y el ruido aumenta. Sin embargo, alrededor de los 100 MHz, su contenido de ruido es claramente más bajo y su ganancia más alta que en el amplificador de la fig. 2. Tomando medidas en el circuito de la fig. 1, a una frecuencia de 800 MHz resulta tener una ganancia de 15 dB, y menos de 2 dB de ruido, lo que permite pensar que este amplificador de una etapa se comportará satisfactoriamente para la mayoría de los casos. El transistor BC 177 de la fig. 1 sirve

amplificador de antena

Las características buscadas con este nuevo amplificador de antena son: bajo ruido, ganancia alta, amplios márgenes dinámicos y de frecuencia y por último, pero no por ello menos importante, la posibilidad de utilizar la misma placa de circuito impreso para las dos versiones de banda ancha y banda estrecha.

El rendimiento de un amplificador de antena depende en gran parte de las características de sus elementos activos

Es evidente que para diseñar un amplificador de antena de alta calidad es absolutamente necesario emplear transistores de alta calidad, y que escatimar en este punto es un falso ahorro. Aunque los componentes pasivos son igualmente importantes en la construcción de un amplificador de alto rendimiento, su precio no pesa tanto en el presupuesto del constructor.

únicamente para estabilizar la tensión de colector del BFT 66 a aprox. 6,5 V, lo que da una corriente de colector de 3,7 mA. Los gráficos de las figs. 5 y 6 tomados de las hojas de datos mencionadas, representan respectivamente el ruido y la relación de intermodulación. La fig. 5 representa el nivel de ruido a frecuencias de 10 y 800 MHz en función de la resistencia de la fuente, con la corriente de colector como parámetro. Con una resistencia de 50 y 75 Ω y una intensidad de colector de 10 mA, el nivel de ruido será inferior a 3 dB, incluso a 800 MHz. El gráfico de la fig. 6 muestra la

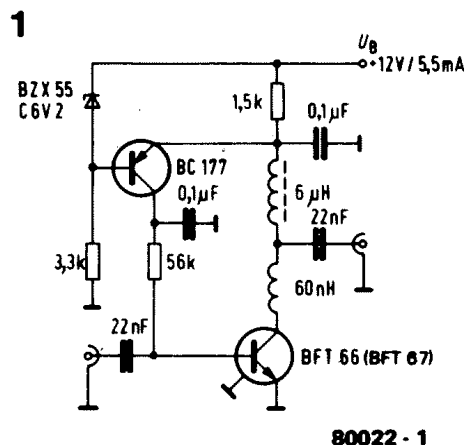


Figura 1. Un transistor BFT 66 en un típico circuito amplificador de señal de antena de una etapa. (Publicación Siemens.)

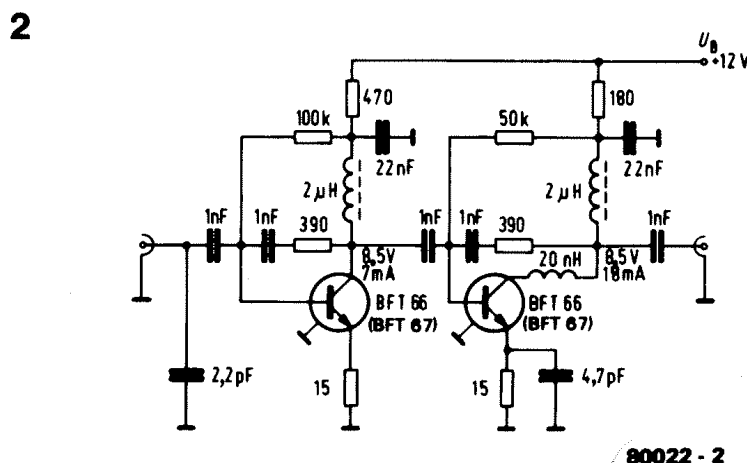
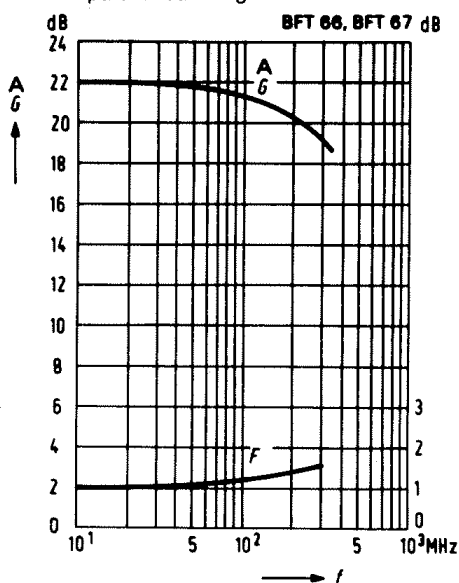


Figura 2. Un transistor BFT 66 en un típico circuito amplificador de señal de antena de dos etapas y banda ancha (Siemens).

3

ganancia $G = f(f)$
 nivel de ruido $F = f(f)$
 $R_G = R_L = 60 \Omega$
 para circuito figura 1

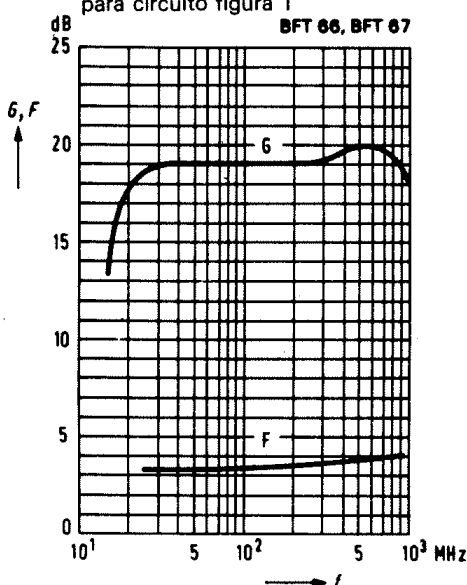


80022 - 3

Figura 3. Ganancia y ruido en función de la frecuencia del circuito de la figura 1.

4

ganancia $G = f(f)$
 nivel de ruido $F = f(f)$
 $R_G = R_L = 60 \Omega$
 para circuito figura 1

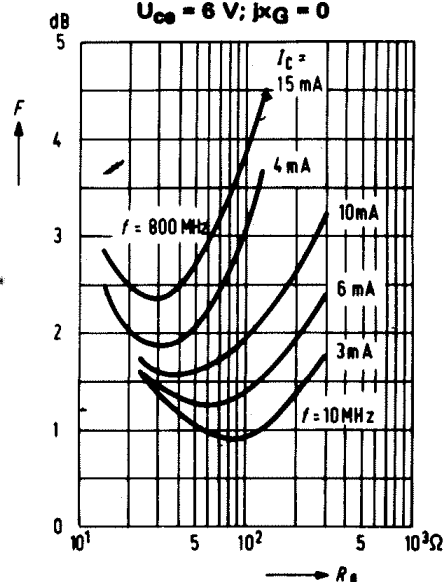


80022 - 4

Figura 4. Ganancia y ruido en función de la frecuencia del circuito de la figura 2.

5

nivel de ruido $F = f(R_G)$
 $U_{CE} = 6 \text{ V}; \beta_G = 0$



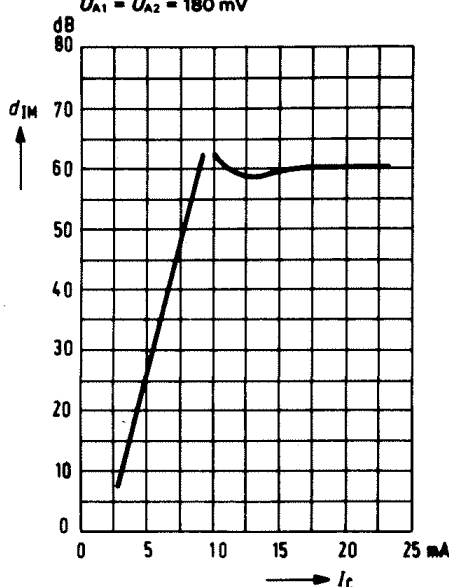
80022 - 5

Figura 5. Nivel de ruido del BFT 66 en función de la resistencia de la fuente, con la corriente de colector como parámetro de 10 a 800 MHz. La región mínima aparece en la zona de los 50 a 75 Ω . El incremento de ruido cuando aumenta la corriente es bajo si se compara con los transistores más comunes, lo cual es una ventaja apreciable en los amplificadores de antena y en cualquier aplicación de amplificadores de banda ancha.

6

relación de intermodulación

$f_1 = 798 \text{ MHz}; f_2 = 802 \text{ MHz};$
 $R_0 = R_L = 50 \Omega; U_{CE} = 8,5 \text{ V};$
 $U_{A1} = U_{A2} = 180 \text{ mV}$



80022 - 6

Figura 6. Relación de intermodulación a un nivel de salida de 180 mV en función de la corriente de colector. El gráfico muestra el buen comportamiento del BFT 66 en grandes señales, con una corriente de colector de sólo 8 mA se obtiene una relación de 60 dB.

relación de intermodulación en función de la corriente de colector. Para medir esto, se aplican dos señales de entrada capaces de dar una salida de 180 mV. La relación de intermodulación se define entonces como la diferencia de nivel (expresada en dB) entre las señales de entrada y la señal intermodulada de salida. En el margen de 2,5 a 10 mA, esta relación aumenta continuamente con la intensidad y a los 10 mA llega a un máximo de unos 60 dB. Un nuevo incremento de corriente no mejorará este valor, lo que es una indicación de la capacidad del circuito para funcionar con niveles altos de señal.

Difícilmente puede esperarse un nivel de salida de 180 mV fuera de las proximidades de un transmisor y es, de todos modos, considerablemente mayor de lo que la mayoría de los receptores pueden soportar. En amplificadores de banda estrecha o de canal único que utilizan un BFT 66, la corriente de colector puede ajustarse, por tanto, por debajo de los 10 mA. Para amplificadores de banda ancha, sin embargo, se recomienda utilizar una corriente de colector de 10 mA para obtener el nivel de salida de 180 mV (105 dB μ V).

Descripción del circuito

El circuito consta de un amplificador de una etapa (un transistor BFT 66) y trabajará para cualquier valor en la banda de 80 a 800 MHz. Sus características de ganancia y ruido se aproximan a las indicadas en el gráfico de la fig. 3. Debido a que inicialmente estaba pensado para funcionar con una anchura de banda menor, la versión standard del circuito que muestra la fig. 7 presenta un filtro de entrada formado por C6, C7, L1 y C8. En la tabla I se dan los valores de los componentes del filtro para cinco frecuencias diferentes. Sin este filtro, el circuito funcionará como amplificador aperiódico sobre todo el margen entre 80 y 800 MHz.

Este circuito standard puede alimentarse con un tensión continua de 16 a 21 V, a través del conductor central de un cable coaxial. Las señales de AF son bloqueadas por la inductancia L3. La tensión de alimentación se estabiliza mediante IC1 entre 11,5 y 12,5 V, fijando de este modo el punto de trabajo del transistor. La corriente de reposo está determinada por la resistencia R3 mientras que L2 constituye la carga del colector en AF. El condensador C3 proporciona el desacople de AF. La corriente del transistor está fijada por las resistencias de polarización de base R1 y R2 y estabilizada por la realimentación negativa de continua realizada desde la unión de R3/L2 a través de R2.

Cableado y construcción de la bobina

En el montaje de los componentes, en la placa de CI (fig. 8) es esencial guardar el debido cuidado y limpieza. Como es habitual en circuitos de AF, las uniones entre C6, C1, el transistor T1 y C2 deben ser tan cortas como sea posible.

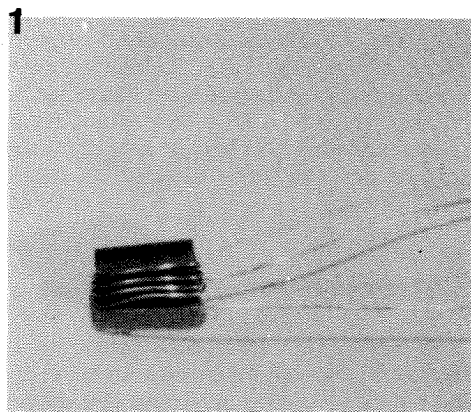
La construcción de las bobinas no debe resultar demasiado difícil. L2 y L3 son idénti-

cas y están arrolladas sobre una pequeña barra de ferrita (como las empleadas en supresores de AF) de 5 mm. de longitud y 3,5 mm. de diámetro, con un taladro de 1,5 mm. Alrededor de este núcleo, se arrollan toroidalmente (las bobinas pasan por el taladro central) cinco vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de diámetro como se ve en la fotografía 1.

La inductancia L1 es de núcleo de aire; para bobinar el número de vueltas indicado en la tabla 1 se emplea provisionalmente un cilindro de 8 mm. de diámetro. Las bobinas correspondientes a las dos bandas de frecuencias más bajas se pueden construir de hilo de cobre esmaltado de la misma sección que el hilo de cobre plateado. El espacio entre vueltas debe ser igual al diámetro del hilo. Las inductancias correspondientes a las frecuencias más altas está formada sólo por media espira realizada alrededor de un cilindro de 4 mm. La fotografía 2 muestra como se conectan a la placa de circuito impreso los cables de entrada y de salida. Si se utilizan conectores coaxiales, los hilos entre ellos y la placa de circuito impreso deben ser también lo más cortos posible.

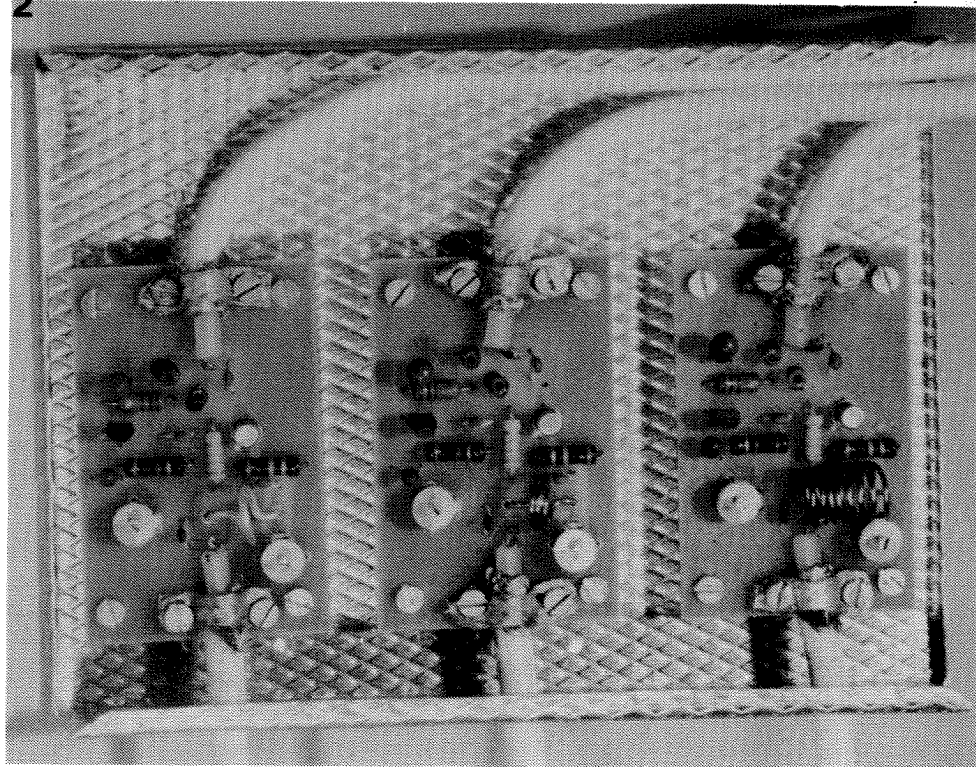
Puesta a punto

Los condensadores variables C7 y C8 se emplean para sintonizar el filtro de entrada a la banda de paso deseada. Inicialmente C7 se ajusta a la capacidad mínima y C8, aproximadamente, a la mitad de su recorrido. Se sintoniza entonces el receptor a una transmisión débil, preferiblemente a la mitad de la banda. Se ajusta C8 para mejorar la recepción; esto se consigue buscando una lectura máxima de un medidor de intensidad de señal (vu-metro) un mínimo de ruido en la salida de audio, o una imagen de televisión de buena calidad. Después se perfecciona la sintonía por medio de C7. La sintonía exacta se realiza gradualmente mediante el ajuste fino de C8 para mejorarla en lo posible. Si C8 necesitara un nuevo ajuste, también habrá que corregir C7. Estos pasos alternados deben continuarse hasta no notar ninguna mejora. El criterio final para conseguir una sintonía correcta es maximizar la relación señal/ruido en la recepción de audio u optimizar la calidad de imagen en la recepción



Fotografía 1. Aspecto de las inductancias L2...L5 terminadas: cinco vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. arrolladas toroidalmente en una barra de ferrita.

2



Fotografía 2. Combinación típica de tres amplificadores mostrando cómo se conectan correctamente los coaxiales a la placa.

Tabla 1

Tabla de selección de la frecuencia del filtro de entrada

Banda de frecuencia	N.º de espiras de la inductancia L1 de hilo de cobre plateado diámetro del bobinado 8 mm.	Condensadores variables (Trimmer) C8, C9
FM (100 MHz)	8 espiras Ø hilo 1 mm.	2 .. 22 pF
2 m (144 MHz)	6 espiras Ø hilo 1 mm.	2 .. 10 pF
VHF (200 MHz)	3 espiras Ø hilo 1 mm.	1.2 .. 6 pF
70 cm (432 MHz)	1 espira Ø hilo 2 mm.	1.2 .. 6 pF
UHF (600 MHz)	0,5 espiras Ø hilo 2 mm. Ø núcleo 4 mm.	1.2 .. 6 pF

de televisión. Para los primeros ajustes puede utilizarse, vu-metro, pero la sintonía final puede lograrse mejor buscando el mínimo nivel de ruido.

Modificaciones y nuevas aplicaciones

Hasta aquí nos hemos ocupado únicamente del funcionamiento en banda estrecha. Para banda ancha, los componentes C6, C7, L1 y C8 se hacen innecesarios. La labor del condensador de entrada en ahora asumida por C1. La conexión de entrada puede tomarse donde L1 se une con C1. Con estas

modificaciones, el amplificador puede utilizarse en todo el margen entre 80 y 800 MHz. Sin embargo, puede construirse para trabajar a frecuencias tan bajas como 10 MHz sustituyendo todos los condensadores de 1nF por otros de 10 nF.

Como dijimos antes, este amplificador puede ser alimentado a través del cable de antena. En la fig. 9a se muestra un circuito adecuado para adaptar la fuente de alimentación al extremo inferior del cable. La bobina de alta impedancia L4 evita que las señales de AF se deriven a tierra; el condensador C10 sirve para desacoplar la AF, mientras que C9 separa la línea de alimen-

7

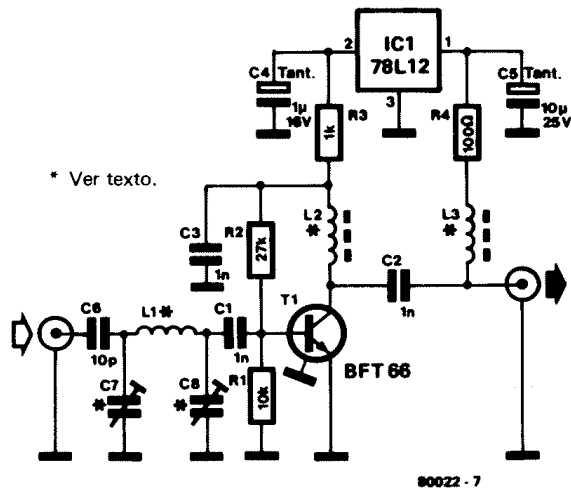
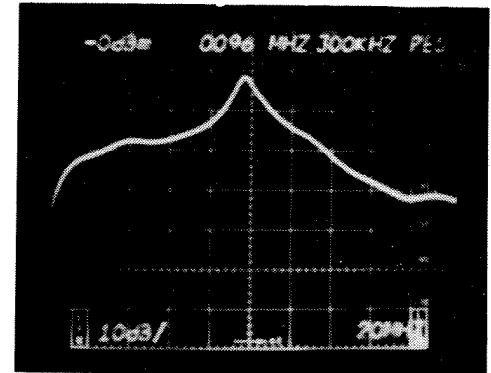


Figura 7. El BFT 66 en un circuito amplificador universal, que incluye realimentación negativa de continua para estabilizar la tensión de trabajo del transistor, un filtro de entrada selectivo en frecuencia y un CI estabilizador de la alimentación a través del cable de bajada. El filtro selectivo puede omitirse permitiendo así la amplificación en toda la banda de 80 a 800 MHz.

3



Fotografía 3. Ganancia del amplificador en función de la frecuencia con el filtro selectivo ajustado en la banda de 87,5 ... 104 MHz. Escala horizontal: 10 MHz/división. Escala vertical: 10 dB/división. Frecuencia intermedia: 96 MHz. Nivel de entrada: -38 dBm. Nivel de salida: pico máximo de imagen: -12dBm. El gráfico revela una ganancia máxima de 26 dB.

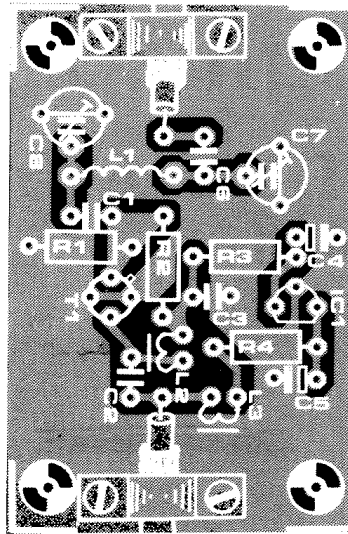
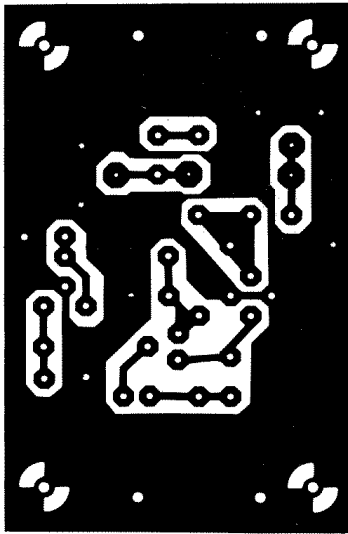
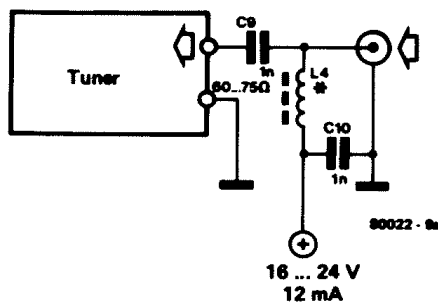


Figura 8. Placa de circuito impreso y disposición de componentes para el amplificador de la figura 7.

9a



9b

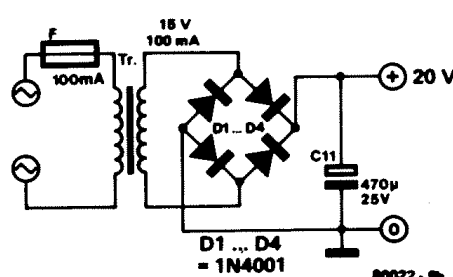


Figura 9a. Adaptador para el extremo inferior del cable coaxial para realizar alimentación en continua a través del cable coaxial.

Figura 9b. Fuente de alimentación separada que puede alimentar a 6 amplificadores.

Lista de componentes:

Resistencias:

R1 = 10 k
R2 = 27 k
R3 = 1 k
R4 = 100 Ω

Condensadores:

C1, C2, C3, C9, C10 = cerámica de disco, 1 nF
C4 = 1 µF/16 V (tantalito)
C5 = 10 µF/25 V (tantalito)
C6 = 10 pF (cerámico de disco)
C7, C8 = ajustables según tabla 1.

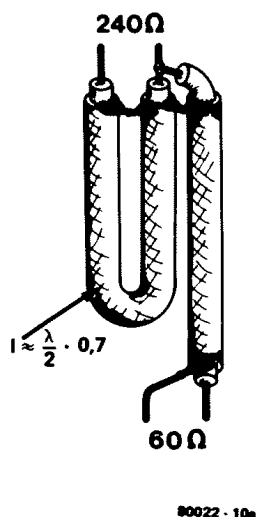
Semiconductores:

T1 = BFT 66 or BFT 67
IC1 = 78L12 or IM 340L-12

Varios:

L1 = bobinada al aire según tabla
L2, L3, L4, L5, L6 = 5 espiras
hilo de cobre de 0,2 mm. de diámetro sobre ferrita
longitud 5 mm., Ø 3,5 mm. (ferroxcube)

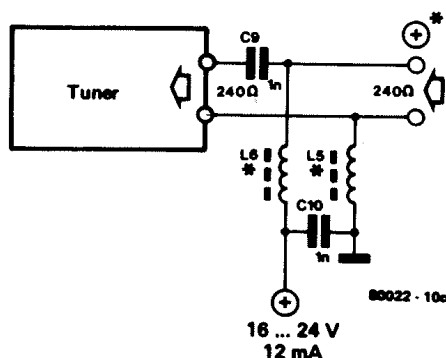
10a



80022 - 10a

Figura 10a. Bucle coaxial (Balun) que convierte una impedancia equilibrada de 240 Ω en otra de 60 Ω no equilibrada, utilizado para adaptar una antena simétrica a la entrada del amplificador. La longitud del bucle en función de la longitud de onda de la señal puede verse en la tabla II para las bandas más utilizadas.

10c



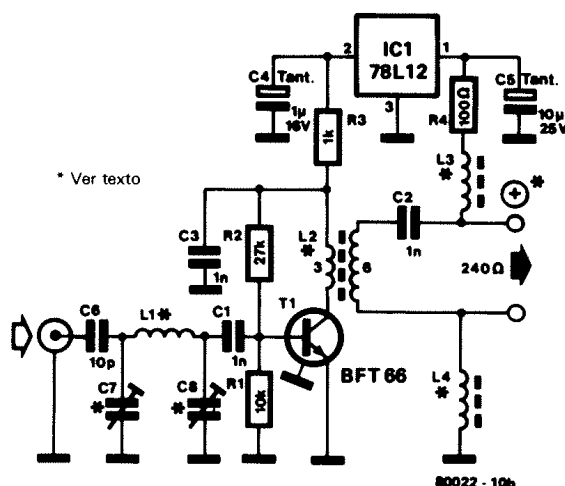
80022 - 10c

Figura 10c. Circuito para alimentar el repetidor a través de un cable plano bifilar de 240 Ω simétrico.

tación del circuito de entrada al sintonizador. La bobina L4 es idéntica a L2 y L3: cinco vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. sobre un núcleo de ferrita.

La fig. 9b muestra el circuito de una fuente de continua independiente, por si no puede usarse la alimentación del receptor. Esta fuente puede alimentar hasta seis amplificadores. Si se decide montar la fuente cerca del amplificador (dentro de la misma caja), la bobina L3 se hace innecesaria, y la alimentación se conecta directamente a R4. El amplificador está pensado para impedancias de entrada y de salida unos 60 Ω (no menos de 50 Ω ni más de 75 Ω). Los cables con impedancias de 240 Ω, tales como el bifilar («flat twin») necesitarán de algún sistema de adaptación. Por supuesto, pueden utilizarse los adaptadores comerciales, pero los de construcción propia resultan igual de buenos y son más baratos. La construcción de este adaptador puede verse en la fig. 10a. Una antena equilibrada

10b



80022 - 10b

Figura 10b. Adaptación de la salida del amplificador a un cable bifilar de 240 Ω.

Tabla II

Parámetros del Balun.

Banda	Margen frecuencia	Longitud de onda en metros	Longitud del lazo
FM	87.5 — 104 MHz	3.43 — 2.83	1.10 metros
banda 2 m	144 — 146 MHz	2.00	0.70 metros
III (VHF)	174 — 223 MHz	1.72 — 1.35	0.53 metros
banda 70 cm	432 — 440 MHz	0.7	0.25 metros
IV/V (UHF)	470 — 854 MHz	0.64 — 0.35	0.17 metros

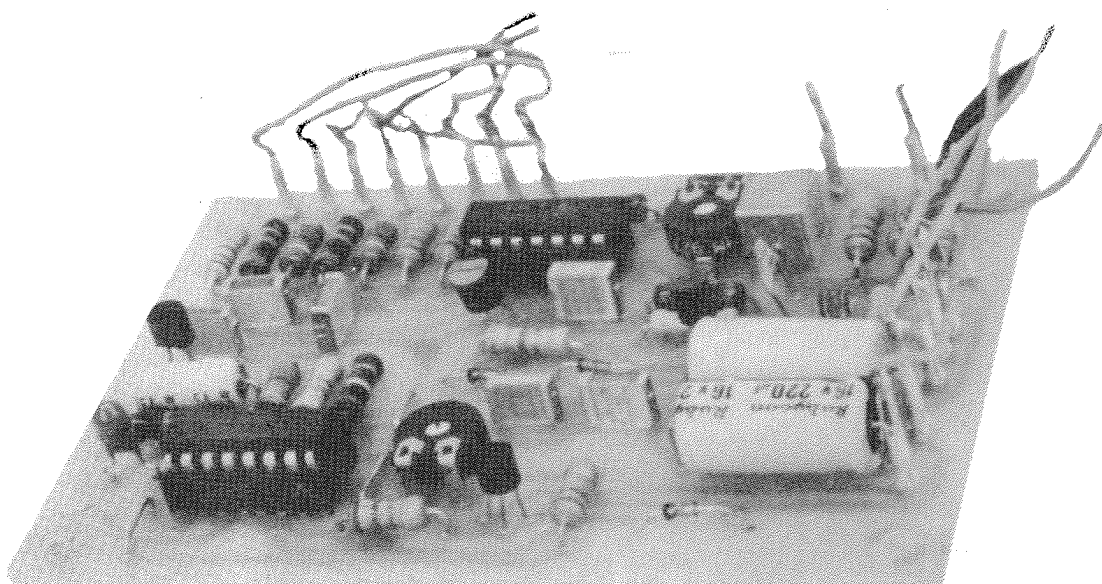
de 240 Ω puede ser adaptada a la entrada del amplificador, añadiéndole un lazo (Balun) de cable coaxial cuya longitud real sea la mitad de la longitud de onda de la señal deseada multiplicada por un factor de reducción de aprox. 0,7. En la tabla II se dan las longitudes del lazo para las distintas bandas de frecuencia.

En la fig. 10b se muestra la construcción de un transformador desequilibrado-o-equilibrado para adaptar el repetidor a la bajada de antena. La inductancia L2 funciona como un transformador de impedancias de relación 1:4. Está formado por dos bobinas realizadas con hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de diámetro arrolladas en un solo núcleo de ferrita, tres vueltas para el primario y seis para el secundario. La inductancia L4 hace la conexión a tierra de continua del conductor bifilar. Al conectar al amplificador a la bajada de antena, debe tenerse en cuenta la polaridad correcta. La fig. 10c muestra el circuito necesario pa-

ra alimentar el amplificador a través de un cable plano paralelo de 240 Ω. Estos componentes junto con C2, L3 y L4 son innecesarios si se dispone de una fuente de alimentación incorporada.

VOX,

interruptor accionado por la voz



Los radioaficionados utilizan normalmente el pulsador PTT (del inglés Push To Talk) para pasar de «recibir» a «transmitir». Este paso puede hacerse automáticamente utilizando un circuito que detecta la señal hablada del micrófono. Este tipo de pulsador PTT automático es conocido usualmente como VOX.

Muchos de los VOX comerciales, tienen de desventaja de que reaccionan ante cualquier sonido de cierto nivel, ruidos, golpes, etc., que fácilmente pueden dispararlo a transmisión, obteniéndose como resultado una recepción entrecortada e imposible de entender.

A pesar de eso, es cómodo tener un pequeño artefacto de éstos, ya que deja las manos libres, cuando se transmite —Para tomar notas, verificar ajustes, tomar una taza de café, etc.

El VOX descrito en este artículo es suficientemente inteligente para actuar sólo cuando se le dice que lo haga ignorando los ruidos.

Diagrama de bloques

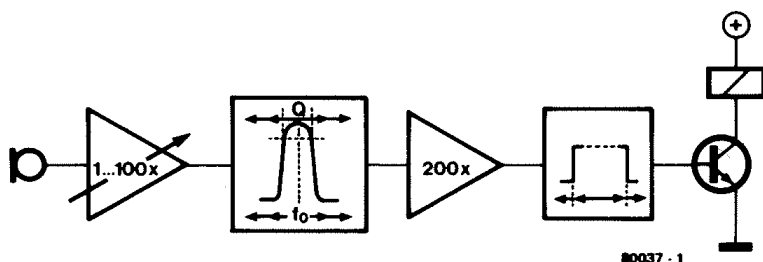
La unidad va conectada después del micrófono, de modo que cualquier sonido captado por éste tiene que pasar por la entrada del VOX, y para no tener problemas debe poder discriminar «la voz de su amo» de cualquier otro ruido. La mejor solución práctica, es hacer pasar la señal del micrófono por un estrecho filtro pasa-banda. Este filtro se sintoniza a la frecuencia típica de la voz del operador, así todo sonido de frecuencia diferente se ignora. Su salida puede utilizarse ya, para actuar el interruptor controlado por sonido.

La fig. 1 muestra el diagrama de bloques de un VOX inteligente. La señal que llega del micrófono, entra en una etapa amplificadora; la ganancia de esta etapa puede variarse entre 1 y 100. La siguiente etapa, es el filtro pasa-banda de frecuencia central y factor de calidad (Q) ajustables. La salida de señal (si la hay) del filtro va a una etapa amplificadora de ganancia 200. Cualquier pequeña señal llevará esta etapa a la saturación, de modo que la salida se parecerá más a una onda cuadrada que a cualquier otra cosa. Esta señal se usa para disparar un multivibrador monoestable, el cual entrega un pulso de longitud ajustable entre 0,5 y 2,5 segundos. El monoestable es redispensible, es decir, que mientras llegan impulsos dentro del intervalo de tiempo seleccionado mantiene su salida a nivel alto. Finalmente, la etapa de salida (buffer) es la que gobierna el relé.

El circuito

Como se puede ver en la fig. 2 la impedancia de entrada del circuito la determina únicamente $R2 = 47k$ este valor supone un carga muy pequeña y hace posible conectar la

Figura 1. Diagrama de bloques del VOX. La frecuencia central y el Q del filtro son variables independientes, de manera que puede seleccionarse la banda de frecuencia característica del operador.



Lista de componentes

Resistencias:

R1,R3,R4,R10,R13,R16 = 10 k
 R2,R17 = 47 k
 R5,R6,R7,R14,R19 = 22 k
 R8,R11 = 3k9
 R9,R12 = 1k2
 R15 = 100 k
 R18 = 4k7
 R20 = 220 k
 R21,R22 = 6k8

Condensadores:

C1 = 1 μ (MKM)
 C2,C3 = 22 n
 C4,C5,C10 = 100 n
 C6 = 2 μ 2/16 V
 C7 = 4 μ 7/16 V
 C8,C9 = 220 μ /16 V
 C11 = 100 p
 C12 = 27 n

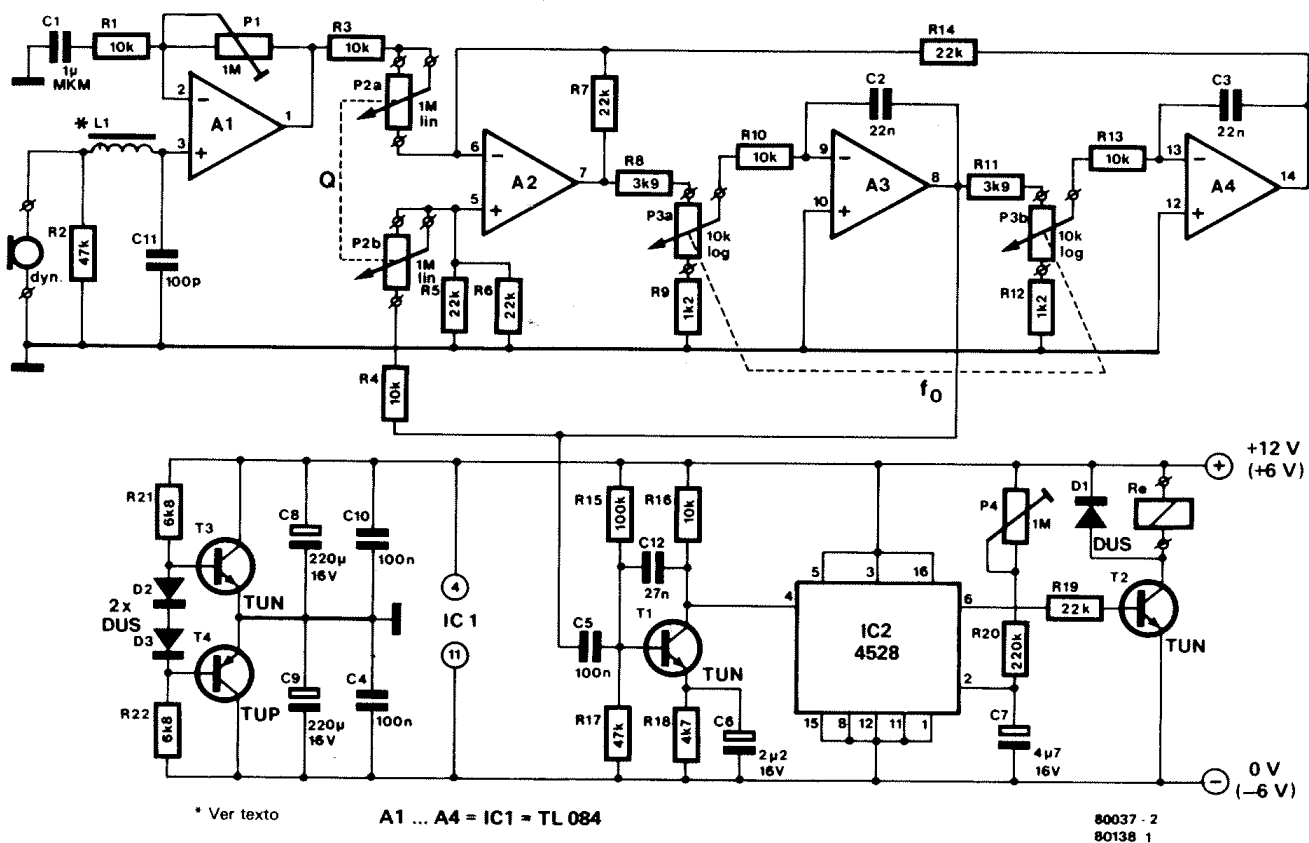
Semiconductores:

T1,T2,T3 = TUN
 T4 = TUP
 D1,D2,D3 = DUS
 IC1 = TL 084
 IC2 = 4528

Varios:

P1,P4 = 1 M ajustable
 P2 = 1 M lin.
 P3 = 10 k log.
 L1 = 5 espiras de hilo de cobre $\varnothing$ 0,1 a 0,25 mm. sobre un núcleo de ferrita

2



* Ver texto

A1 ... A4 = IC1 = TL 084

80037-2
 80138-1

Figura 2. Esquema completo del interruptor accionado por la voz (VOX).

unidad en paralelo con el amplificador del micrófono.

La ganancia de la etapa de entrada (IC1a) es igual a $P1/R1 + 1$. Con P1 al mínimo, el circuito tiene de ganancia la unidad y al máximo la ganancia es 101. Conviene mantener la ganancia baja, dentro de lo posible, asegurando que está dentro de su campo de funcionamiento ya que si la ganancia es muy alta, el circuito no reaccionará más rápido, pero puede facilitar el paso de ruidos indeseables. L1 y C1 bloquean las entradas en alta frecuencia (recuérdese que va a utilizarse con un emisor). La ganancia de la etapa de entrada, puede variarse ampliamente de modo que puede utilizarse prácticamente cualquier tipo de micrófono. Los tres amplificadores operacionales siguientes (A2, A3 y A4) están conectados como un filtro de característica variable. El tandem de potenciómetros P2a/P2b controla el factor Q del circuito, es decir, la anchura relativa de la pasabanda. Q puede ajustarse entre 1 y 50, y el otro par de potenciómetros (P3a y P3b) ajusta la frecuencia central de corte. Ajustando P2 y P3 el filtro puede sintonizarse dentro del espectro vocal deseado.

Desde la salida del filtro (patilla 8 de IC1) se toma la señal para la etapa amplificadora

formada por T1 y de ésta se envía a la entrada de disparo del monoestable. (Tipo 4528) La salida de este último llega al transistor T2 que es el que controla el relé de emisión/recepción.

El período del monoestable se determina por medio de P4, R20 y C7, con los valores dados el tiempo puede variarse entre 0,5 y 2,5 segundos. Y si se desea ampliar no hay más que variar alguno de los componentes anteriores.

Realización

En la fig. 3 se da la placa de circuito impreso y la disposición de componentes. En él se incluyen todos los componentes, excepto los potenciómetros tandem, el relé y el micrófono. Es necesario emplear cable blindado para la conexión al micrófono y cuanto más corta sea esta conexión mejor. Se aconseja utilizar zócalos para los IC. Aparte de esto no son necesarias más explicaciones en cuanto a la elección de los componentes, sólo hay dos puntos dignos de atención: los dos potenciómetros dobles deben ser de buena calidad, con un acoplamiento mecánico resistente, esto mejorará la curva de respuesta del filtro. Por otra

parte, el transistor T2 dependerá del relé elegido. Puede ser necesario el utilizar un BC 141 con radiador incorporado. Se puede observar que la corriente de base está limitada alrededor de 0,5 mA. Por tanto, si se utiliza un relé «gordo» será necesario un transistor con una buena ganancia o en su defecto un Darlington. ■

3

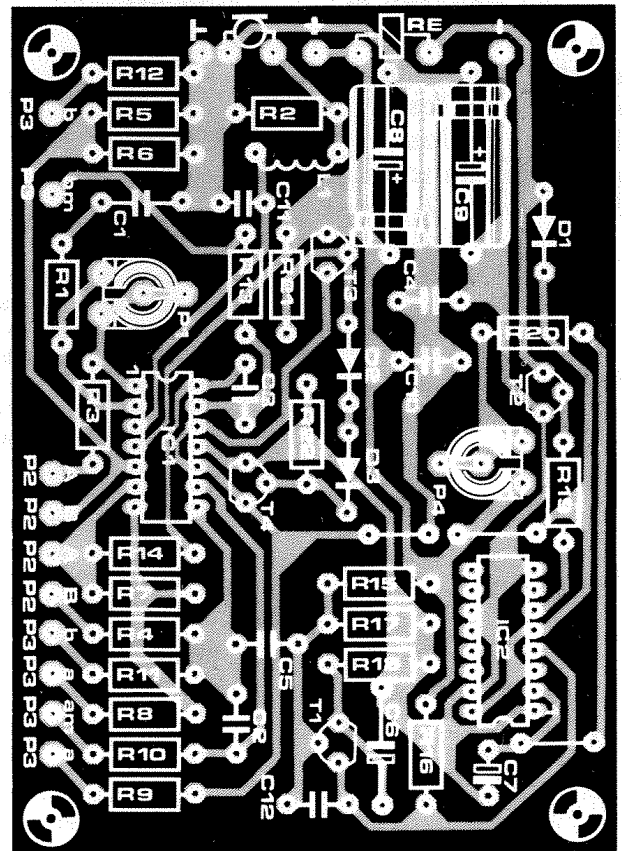
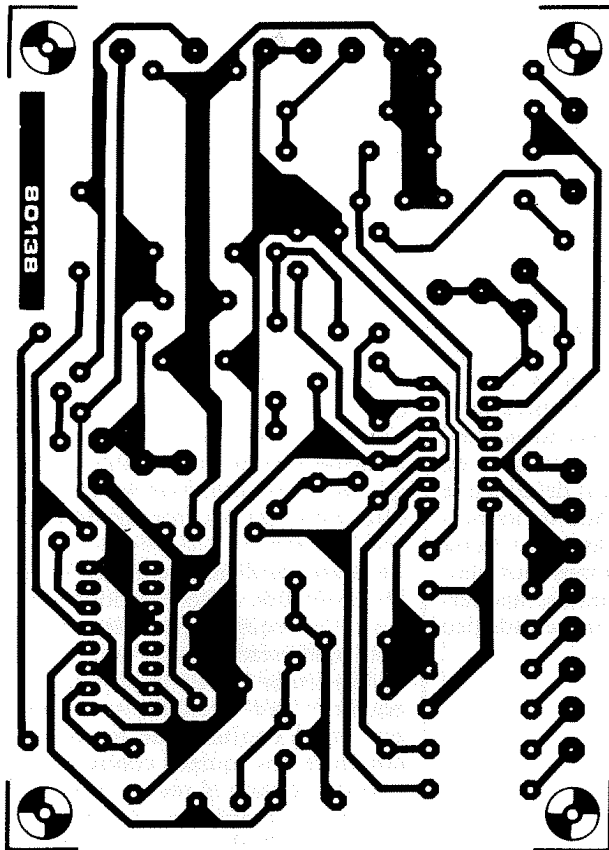
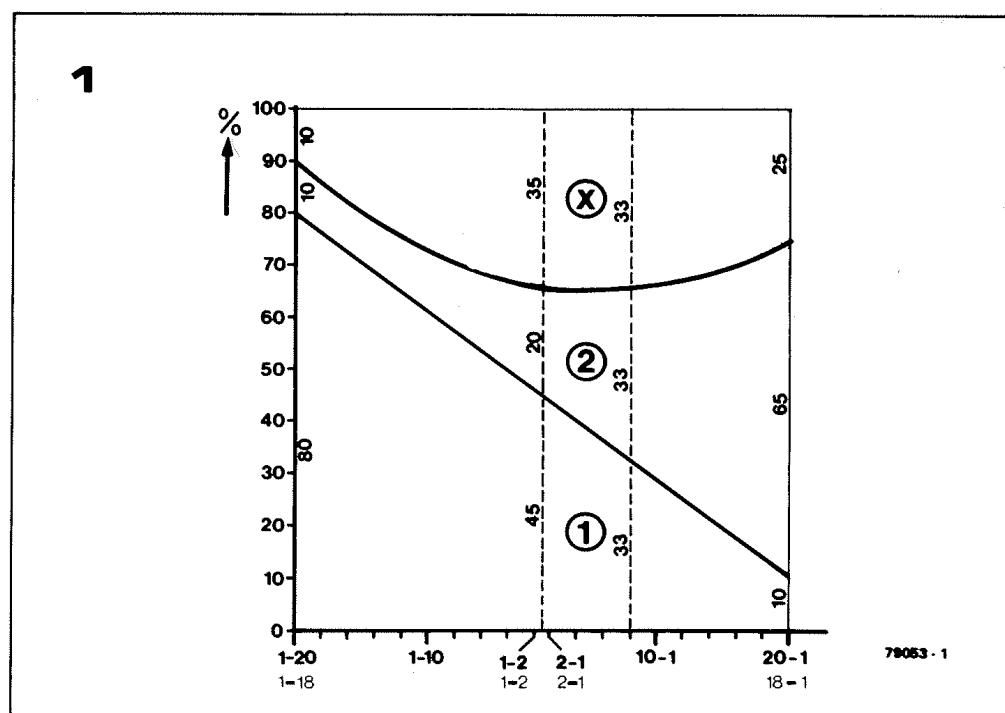


Figura 3. Circuito impreso y disposición de componentes del VOX.

quinielista electrónico

1, X, 2 basado en la estadística

Cada semana, la previsión de los resultados de los partidos de fútbol se hace con las mismas dudas e indecisiones. El pronosticador descrito en este artículo viene a solucionar este rompecabezas para los aficionados a las quinielas. Para cada encuentro, se introduce la posición relativa de los equipos en la clasificación general; el aparato valora cuidadosamente y estadísticamente las posibilidades de los contendientes dando un veredicto: 1, X ó 2.



Cientos de miles de personas, se sorprenden cada semana al anunciarse los resultados de las quinielas. Es muy difícil evaluar correctamente un número elevado de partidos donde la suerte parece tener tanta importancia como la habilidad, de manera que, ayudarse de la estadística no será mala idea. Pero esto no es siempre fácil si se tiene en cuenta la multitud de pequeños detalles que pueden hacer variar el resultado de un partido, se puede perder muchas horas hasta lograr todas las combinaciones posibles, por tanto, tenemos dos caminos: apoyarnos en el azar o en un sistema estadístico más funcional.

¿Estadística?

El análisis estadístico de un campeonato de fútbol puede enfocarse del siguiente modo: se estudia el resultado de un gran número de partidos anteriormente jugados. Para cada partido las fuerzas de los equipos contendientes se miden por su clasificación en la tabla.

Si se consideran los 18 equipos de la 1ª división de la liga, la fuerza relativa de cada uno puede variar entre 18:1 y 1:18. Correspondiendo en cada relación la primera cifra al equipo que juega en casa, y la segunda al

equipo visitante. Si el equipo A está en cuarta posición, y el B en la séptima la fuerza relativa del A será de 4:7, siendo el A el que juega en casa (si fuera el B, la proporción sería 7:4). Por otra parte, se considera que la fuerza de dos equipos está en función de sus posiciones relativas, y no de su posición absoluta en la tabla. Esto significa que una proporción de 4:7 (tres puestos de diferencia) da los mismos resultados que, 1:4, 2:5, etc.

La etapa siguiente, consiste en comparar los resultados de los partidos con las fuerzas de los equipos para determinar la probabilidad estadística de obtener un resultado particular (1, X ó 2) para cada pareja de equipos. Por ejemplo, se puede obtener que en el conjunto de los partidos jugados entre dos equipos contiguos en la clasificación, donde el menor clasificado juega en casa; el propietario del terreno ganó en el 45 por 100 de los casos, perdió en el 20 por 100, y en el 35 por 100 restante, se produjo un empate. Se pueden realizar cálculos similares para todas las diferentes combinaciones posibles y representar los resultados en un gráfico como el de la fig. 1. Se puede utilizar lo anterior, realizando una serie de «discos de pronósticos» como el de la fig. 2, que está dividido en sectores circulares que se corresponden con los por-

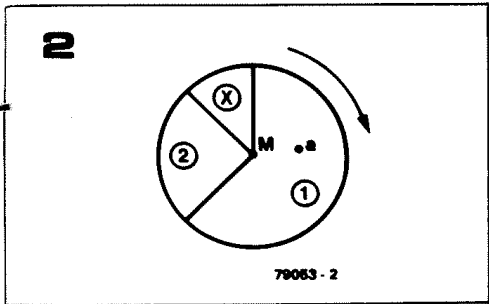


Figura 1.—Un análisis estadístico muestra que las posibilidades de cada equipo en un partido depende de las «fuerzas relativas» de los equipos contendientes. Si la fuerza relativa se define como la diferencia entre las posiciones de cada equipo en su división, el resultado de todas las combinaciones posibles se representa aquí.

Figura 2.—Se pueden utilizar los datos estadísticos obtenidos dejando caer una punta marcadora sobre un disco como el de la figura, en rotación. El disco aquí representado vale para dos equipos con una fuerza relativa de 1:12 (por ejemplo, el equipo tercero de la tabla juega con el decimoquinto en terreno del primero).

Figura 3.—Circuito completo del quinielista electrónico.

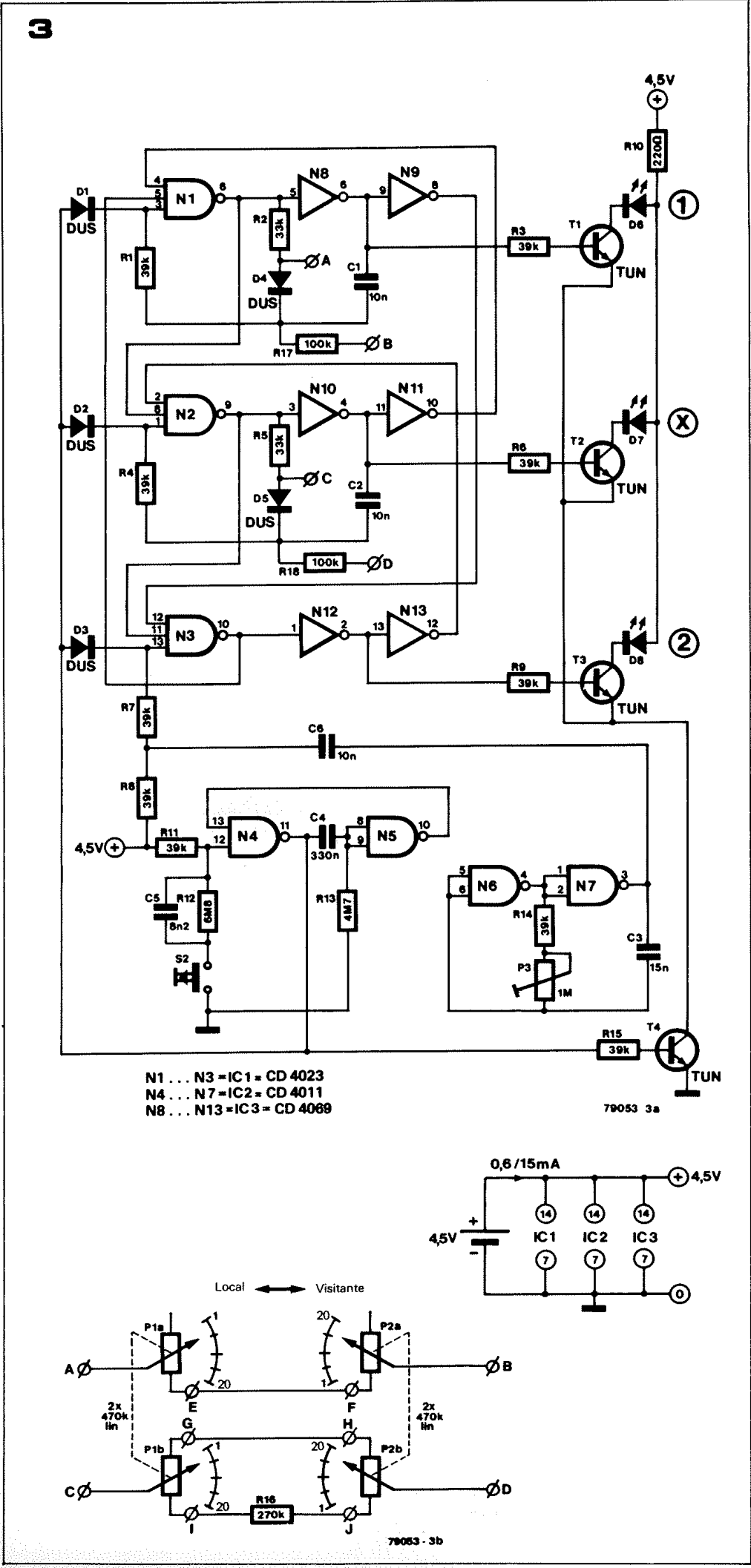
centajes calculados. Para determinar el resultado de un partido entre dos equipos, se hace girar rápidamente el disco correspondiente al encuentro y en un momento dado, aleatoriamente se hace una señal en el disco por cualquier método de modo que el sector marcado debe considerarse como un resultado probable. Este sistema es obviamente complicado y de difícil realización, por lo que se impone una simulación electrónica.

Estadística electrónica

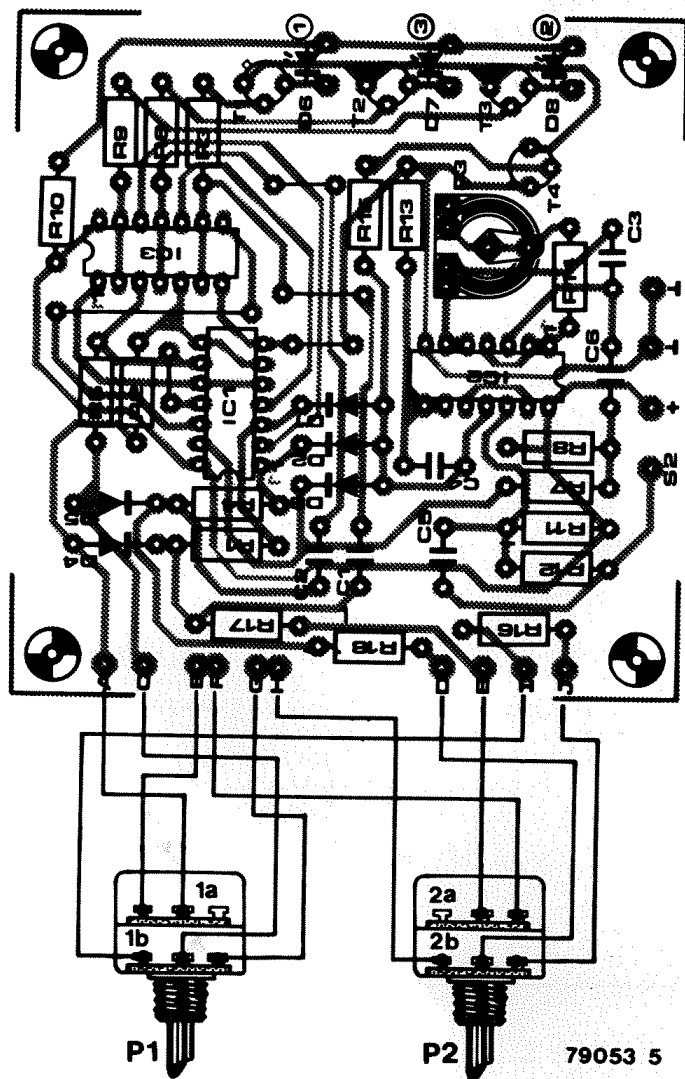
El análisis detallado del sistema del «disco de pronósticos» nos da las bases para el pronosticador electrónico. Como tenemos tres resultados posibles, necesitamos un circuito con tres salidas, mutuamente excluyentes, permaneciendo cada una de ellas en un estado determinado durante un tiempo proporcional a los porcentajes obtenidos en la fig. 1, este tiempo (o porcentaje) se introduce en nuestro circuito por medio de los potenciómetros anteriormente citados. La respuesta del pronosticador aparece en los LED (sólo un resultado cada vez). Esto es en principio el quinielista electrónico.

El circuito

El esquema completo del quinielista electrónico se muestra en la fig. 3. Las tres salidas mutuamente excluyentes, se obtienen de N1 o N3 y se invierten en N8, N10 y N12; para que una salida esté a nivel lógico «0» las tres entradas de cada puerta están conectadas a las dos restantes, bien directamente, o bien por medio de dos inversores en cascada, una puerta no puede estar a nivel bajo «0» si las otras dos están a nivel



5



6

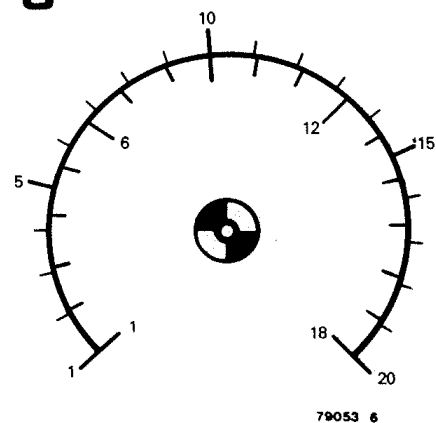


Figura 4.—Circuito impreso y disposición de componentes.

Figura 5.—Debe ponerse especial cuidado en el cableado de los potenciómetros al circuito impreso, ya que en caso contrario las predicciones podrían no corresponder a los cálculos realizados en la figura 1. Y esto no se puede apreciar a simple vista.

Figura 6.—Ejemplo de escalas para los potenciómetros P1 y P2 para los casos de 18 y 20 equipos (1.ª y 2.ª División).

Figura 7.—Plano de conjunto que por supuesto puede adaptarse a las preferencias y posibilidades de cada uno. Esto no es más que un ejemplo de lo que puede ser.

7

