

NUEVA

Electrónica

AÑO III • 2.ª EPOCA
N.º 26 • 250 PTAS.

de Hobby Press, S.A.

Montajes de vanguardia al alcance de todos

Lapicero para Commodore
**Dibuje
con su ordenador**

HOP EDITA
HOBBY
PRESS, S.A.



Teoría electrónica

- **TODO SOBRE
LOS OSCILADORES
DE FRECUENCIA
VARIABLE**
- **LOS TRANSISTORES
UNIUNION**

Meteosat

■ **RECIBA LOS SATELITES
POLARES**

Kits

■ **PROBADOR
DE BETA**

**¡¡BUSQUE EN EL INTERIOR
LAS OFERTAS DE
NUEVA
ELECTRONICA!!**

Director Editorial
José I. Gómez-Centurión

Director Ejecutivo
Miguel A. Rodríguez

Maqueta
Pilar García

Traducción
M.ª Paz Moulián

Fotografía
Javier Martínez
Carlos Candel

Portada
José M.ª Ponce

Dibujos
Fernando de los Hoyos

Edita
HOBBY PRESS, S.A.

Presidente
Maria Andino

Consejero Delegado
José I. Gómez-Centurión

Jefe de administración
Pablo Hinojo

Publicidad
Marisa Esteban
Concha Gutiérrez

Secretaría de Dirección
Marisa Cogorro

Suscripciones
Rosa González

Redacción, Administración y Publicidad
La Granja, n.º 8
Polígono Industrial de Alcobendas
Telf. 654 32 11

Dto. Circulación
Carlos Peropadre

Distribución
Coedis, S.A. Valencia, 245
Barcelona

Fotocomposición
Comphoto
Nicolás Morales, 38-40

Fotomecánica
Grol
Ezequiel Solana, 16

Depósito Legal:
M-18437-1983

Representante para Argentina,
Chile, Uruguay y Paraguay, Cia
Americana de Ediciones, S.R.L.
Sud. América, 1532 Telf. 21 24 64
1209 BUENOS AIRES (Argentina)

Traducción en Lengua española de la
revista «Nuova Elettronica», Italia

Director General.
Montuschi Giuseppe

Número 26
julio 1985

NUEVA Electrónica

EN ESTE NUMERO

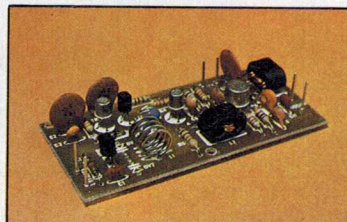


NOVEDADES

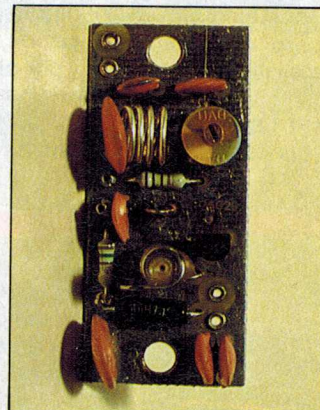
Los más modernos
desarrollos aparecidos
en el mercado nacional



**LAPICERO
OPTICO**
Desarrolle su
creatividad con
el lapicero
electrónico
Commodore.



Conozca a
fondo las
posibilidades
de los
osciladores de
RF variables,



OFERTAS
Elementos
seleccionados
para nuestros
lectores que
les permitirán
completar su
puesto de
montaje de
kits.

Indicaciones de montaje



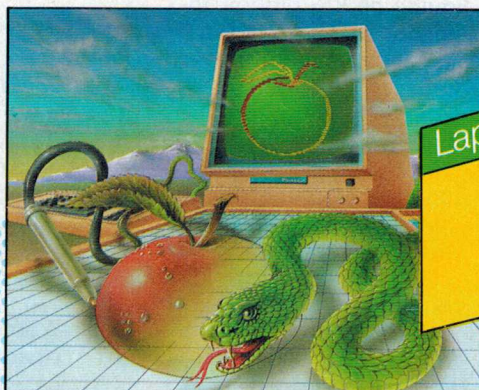
**GRADO DE
DIFICULTAD**



COSTE DEL KIT

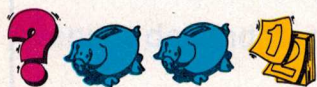


**TIEMPO DE
MONTAJE**



Lapicero para Commodore
**Dibuje con
su ordenador**

Probador de beta



Si disponéis de un tester, realizando este sencillo diseño podréis comprobar la ganancia de cualquier transistor PNP o NPN, así como verificar todos los diodos de germanio y de silicio.

CONOCER la «ganancia» de un transistor, determinar si está en corto o interrumpido y si es un PNP o un NPN, ha sido siempre un problema de difícil solución para los jóvenes aficionados a la electrónica. De un lado, no compensa gastar una suma considerable en un «prueba-transistores» que, como máximo, se va a utilizar dos o tres veces al mes. De otro, si no se dispone de este instrumento, se echa en falta a la hora de averiguar la ganancia y la eficacia de un transistor.

Dado que el téster es un instrumento que casi todos poseen, hemos pensado en realizar un «comprobador de transistores» realmente económico, fácil de montar y que, acoplado al téster, permita determinar si el transistor de que se trate funciona o está averiado, si es un PNP o un NPN y su ganancia exacta.

En efecto, como podréis constatar, en 10 transistores con las mismas siglas siempre habrá notables diferencias de ganancia entre uno y otro. Por tanto, sustituyendo un transistor por otro aparentemente idéntico, podría pasarse de una ganancia de 300 veces a una de 60 o viceversa y de ese modo se modificarían las características del diseño.

Disponiendo de este «probador de beta», los transistores «recuperados» de placas de circuito impreso o retirados de algún antiguo montaje, se podrán seleccionar y catalogar en función de su ga-

nancia baja-media-alta y establecer por tanto, según el diseño, si resulta más conveniente utilizar uno de ganancia media o de ganancia elevada.

Aunque este «probador» sea muy sencillo, tiene una gran precisión de lectura. Por ello, quienes no disponen de este instrumento, podrán autoconstruirlo y completar así su laboratorio electrónico.

Sabiendo que los aficionados tienen también dificultades para averiguar la polaridad de un diodo detector o rectificador, porque no siempre la franja de referencia que rodea la envoltura está bien definida, hemos previsto dos terminales para comprobar también estos semiconductores.

Esquema eléctrico

Como podéis ver en el esquema eléctrico de la fig. 1, para realizar este «comprobador de beta» son necesarios solamente dos conmutadores rotativos, dos trimmer y cinco resistencias.

El primer conmutador rotativo, S1, de 4 vías-3 posiciones (cada vía se indica con A-B-C-D), se emplea para las siguientes funciones.

- 1.^a posición = NPN
- 2.^a posición = OFF
- 3.^a posición = PNP.

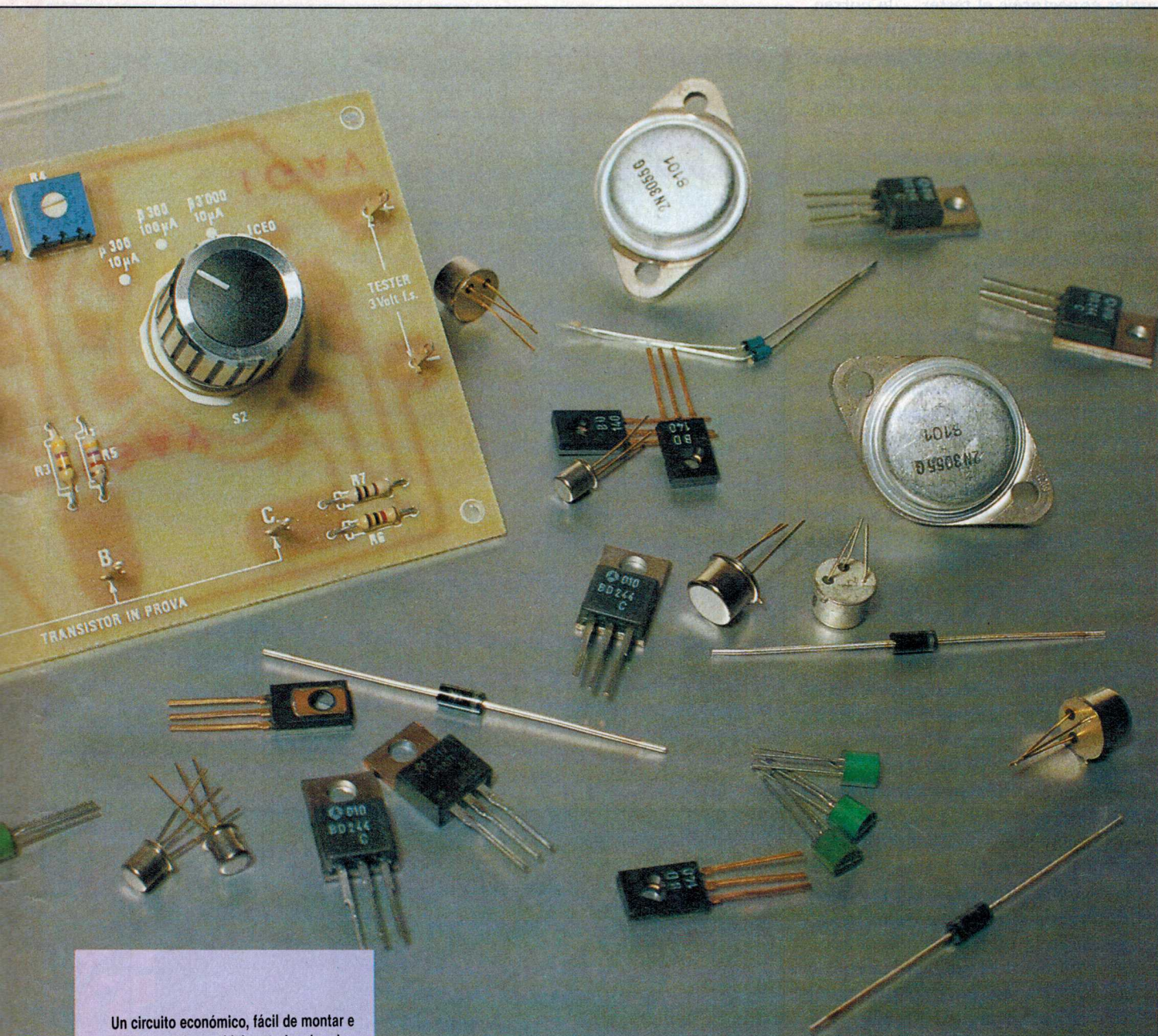
El segundo, S2, de 2 vías-4 posiciones, se utiliza para comprobar la ganancia. Más concretamente:

1.^a posición = con una corriente de base de 10 microamperios, todos los tran-

- sistores con ganancia inferior a 300.
- 2.^a posición = con una corriente de base de 100 microamperios, todos los transistores con ganancia inferior a 300.
- 3.^a posición = con una corriente de base de 10 microamperios, todos los transistores con ganancia comprendida entre un mínimo de 300 y un máximo de 3.000.
- 4.^a posición = control de la corriente de pérdida con base abierta.

Al observar esta tabla, os preguntareis por qué hemos previsto dos escalas con una distinta corriente de base (10-100 microamperios) para ganancias inferiores a 300 y una sola de 10 mi-





Un circuito económico, fácil de montar e indispensable en el laboratorio: el probador de Beta.

croamperios para ganancias superiores a 300.

La razón es la siguiente: la primera escala se utilizará para todos los transistores normales preamplificadores de BF y AF, para los cuales una corriente de base de 10 microamperios es más que suficiente para medir el beta. La segunda escala se empleará para medir la ganancia de los transistores de media y elevada potencia, para los cuales, excitando su base con una corriente de sólo 100 microamperios, es posible obtener la

exacta ganancia. La tercera escala, en cambio, sólo se utilizará para transistores preamplificadores de BF o AF cuya ganancia resulte superior a 300.

Volviendo a nuestro esquema eléctrico, notaréis que los dos terminales de la pila de 9 volt. se encuentran conectados a los cursores centrales de los dos conmutadores S1-A y S1-B, a la resistencia R1 y al diodo led DL1.

Insertando en los dos terminales «diodo en prueba» cualquier diodo de silicio o de germanio, con el cátodo orientado hacia el diodo led, este último se encenderá.

Si el diodo sometido a prueba se in-

serta en sentido inverso, el led permanecerá apagado. Si se enciende, quiere decir que el diodo probado está en cortocircuito.

Si insertándolo en uno y otro sentido el diodo led no se enciende, significa que está quemado.

Girando el conmutador S1 a la primera posición, a la base y el colector del transistor llegará el positivo de alimentación y al emisor el negativo. Por tanto, en tal posición, podréis comprobar todos los transistores NPN.

Simultáneamente, S1-C y S1-D hará llegar a los terminales de salida —a los ►

cuales conectaréis el téster— la correcta polaridad positiva y negativa.

Girando S1 a la posición central, retiraréis la tensión de la pila al circuito y por tanto el comprobador de transistores queda apagado.

Girándolo a la última posición, a la base y el colector del transistor llegará el negativo de alimentación y al emisor el positivo. Por tanto, en tal posición, podréis comprobar todos los transistores PNP.

Simultáneamente S1-C y S1-D invierten las conexiones en las dos tomas de salida del téster, de modo que a las puntas positiva y negativa del téster llegue siempre la polaridad correcta.

El conmutador S2-A sirve, en cambio, para suministrar a la base del transistor sometido a prueba una corriente de 10 microamperios (ver R2 y R3), o bien de 100 microamperios (ver R4-R5), y conectar en serie con el colector —mediante S2-B— una resistencia de 1.000 ohm. (ver R6) o bien de 100 ohm (ver R7), que constituirá la carga de colector para el transistor de prueba.

En los extremos de tales resistencias habrá una caída de tensión que, leída en el téster, corresponderá a la ganancia del transistor.

Utilizando un téster conmutado en la escala 3 volt. fondo escala, podréis leer directamente la ganancia multiplicando por 100 la tensión detectada, en el caso de las dos primeras escalas, y por 1.000 en el caso de la tercera escala.

Así, si en la primera escala la aguja indicadora del téster indica 1,5 volt. el transistor que estamos comprobando tendrá un beta igual a $1,5 \times 100 = 150$. Si indica 0,6 volt. el beta será igual a $0,6 \times 100 = 60$.

Si detectáis la tensión en la última escala, la ganancia será de $0,6 \times 1000 = 600$.

La fórmula que permite saber qué tensión debe aparecer en los extremos de la resistencia, en función del «beta» del transistor, es la siguiente:

$$V = (1b \times B \times R) : 1.000.000$$

donde:

V es la tensión en los extremos de la resistencia R6 y R7

1b es la corriente de base en microamperios

B es el «beta» del transistor

R es el valor en ohm. de R6 o R7.

1.000.000 es un número fijo que tiene en cuenta que en la fórmula se utiliza

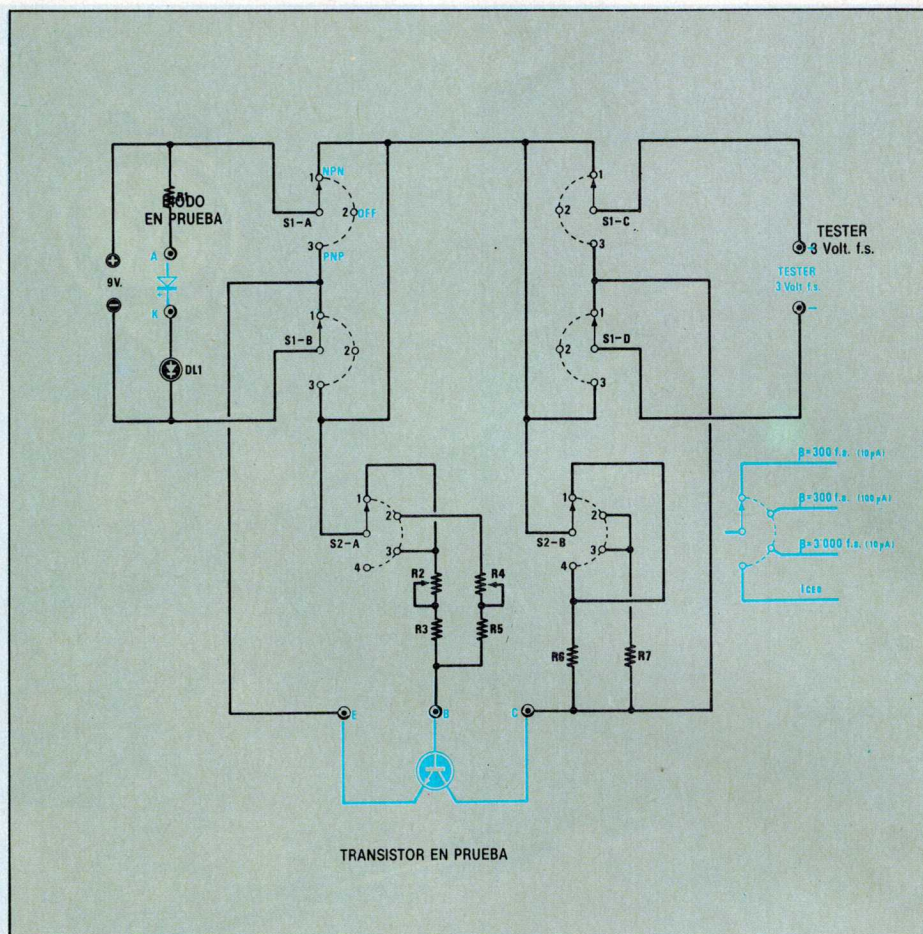
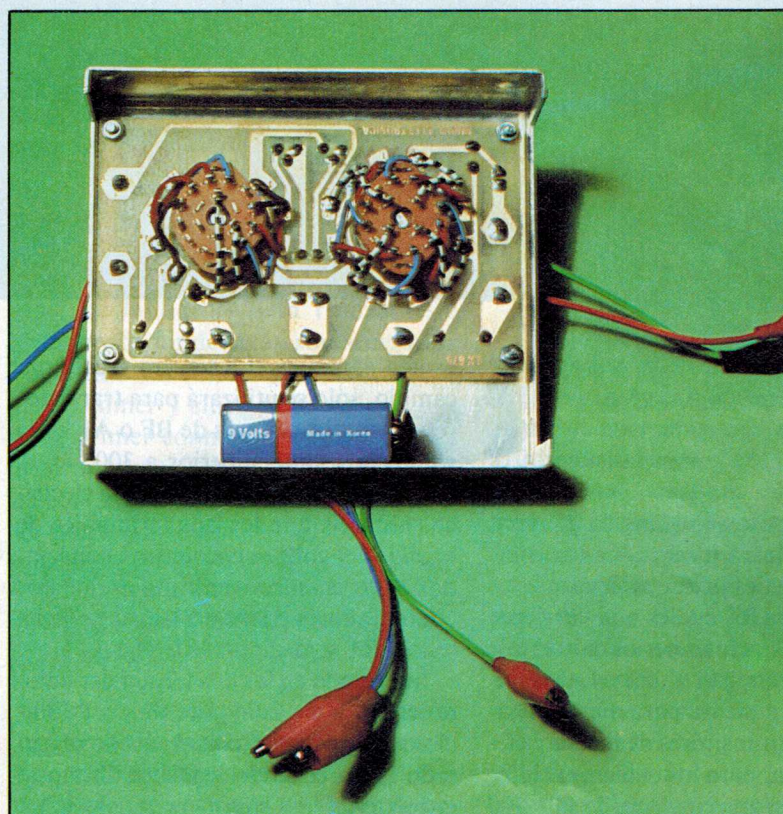


Figura 1. Esquema eléctrico.



Vista interior de los dos conmutadores rotativos del probador de Beta.



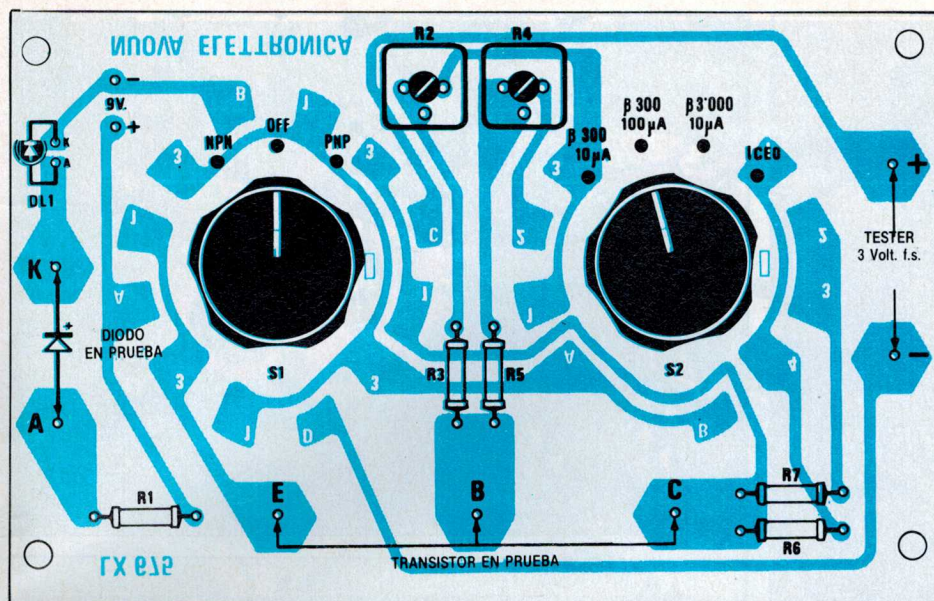


Figura 2. Dibujo serigráfico con todas las indicaciones necesarias para S1 y S2 reproducidas en la cara superior de este circuito impreso, que os permitirán utilizar este comprobador de beta sin necesidad de introducirlo en un contenedor.

Componentes

R1 = 1.000 ohm. ¼ wat.

R2 = 470.000 ohm. trimmer

R3 = 470.000 ohm. ¼ wat.

R4 = 47.000 ohm. trimmer

R5 = 47.000 ohm. ¼ wat.

R6 = 1.000 ohm. ¼ wat.

R7 = 100 ohm. ¼ wat.

DL1 = diodo led

S1 = conmutador rotativo 4 vías 3 posiciones

S2 = conmutador rotativo 2 vías 4 posiciones.

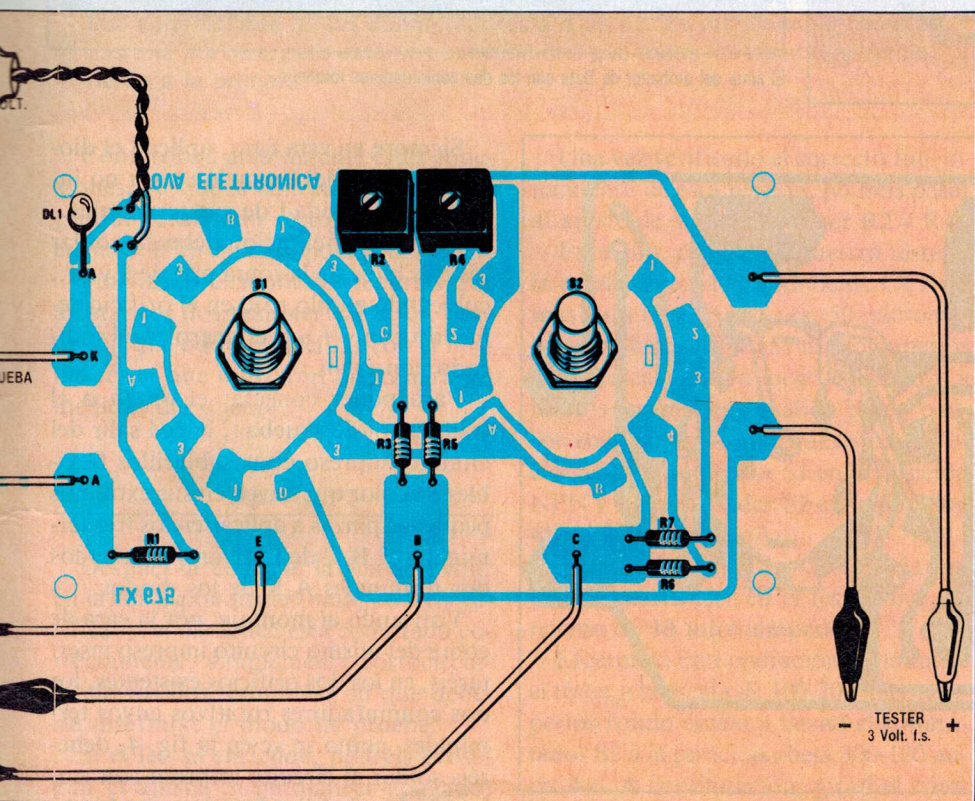


Figura 3. Esquema práctico de montaje del probador de transistores.

zan microamperios en lugar de amperios.

Así pues, disponiendo de un transistor con un beta de 60 medido con una corriente de base de 10 microamperios y con una resistencia de 1.000 ohm. (ver R6) en serie con el colector, en los extremos de esa resistencia deberéis detectar una caída de tensión igual a:

$$(10 \times 60 \times 100) : 1.000.000 = 0,6 \text{ volt.}$$

La cuarta y última posición en que podéis girar el conmutador S2A-B os permitirá valorar la **corriente de pérdida** de un transistor Base abierta, es decir, no polarizada. Como veis, son muchas las medidas que se puede efectuar en un transistor con este sencillo circuito.

Como ya hemos mencionado, en los terminales de salida del «comprobador de beta» habrá que conectar un tés-ter cualquiera, conmutado a 3 volt. fondo escala CC.

Obviamente, si medís transistores con ganancia menor de 100, para obtener una medida más precisa podréis conectar el tés-ter a una escala menor, esto es, a 1,5 o 1 volt. fondo escala.

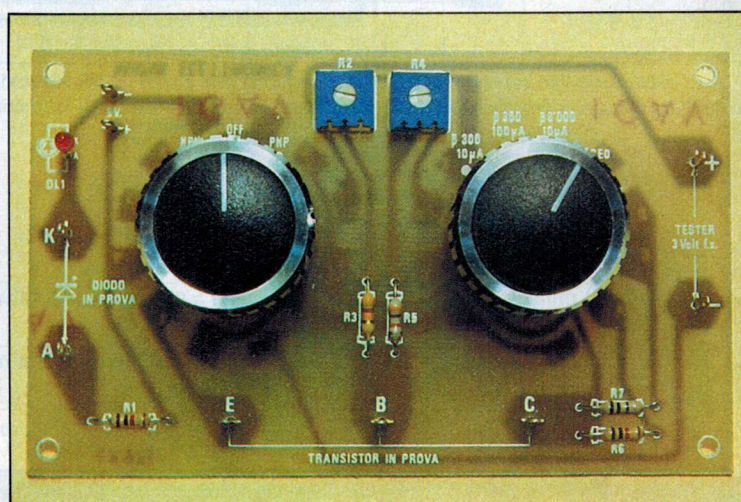
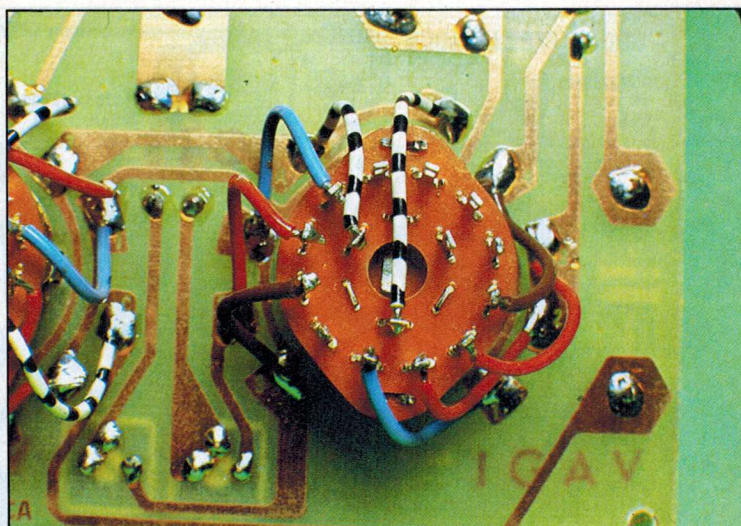
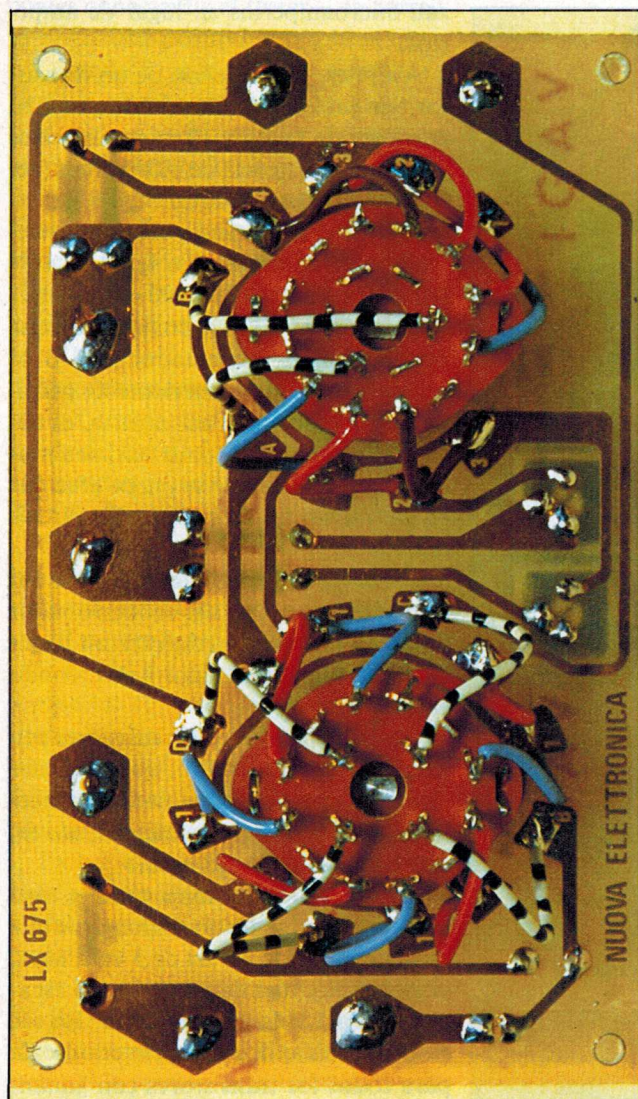
Esto es válido también para el caso de que vuestro tés-ter no disponga de una escala con fondo escala de 3 volt. sino, por ejemplo, una de 1 volt fondo escala y una a 5 volt. fondo escala. En ese caso podréis utilizar la primera escala para todos los transistores con ganancia menor de 100 y la segunda para todos aquéllos con un beta superior a 100.

Realización práctica

El circuito impreso LX.675 ha sido preparado de modo que constituya un accesorio ya listo para conectar al tés-ter, sin tener que introducirlo en un contenedor.

Obviamente, nada impide que utilicéis un contenedor de plástico o de metal, si lo juzgáis más cómodo, dotándolo de terminales de prueba y sacando los cablecillos dotados de conectores para insertar en el tés-ter.

Como se ve en la fig. 3, en la parte superior del circuito (esto es, donde no hay cobre) insertad las cinco resistencias y los dos trimmers, tratando de no insertar el de 50 Kilohm. (o 47 Kilohm.) en el lugar del de 500 kilohm. (o 470 kilohm.) o viceversa.



El alma del probador de Beta son los dos conmutadores rotativos.

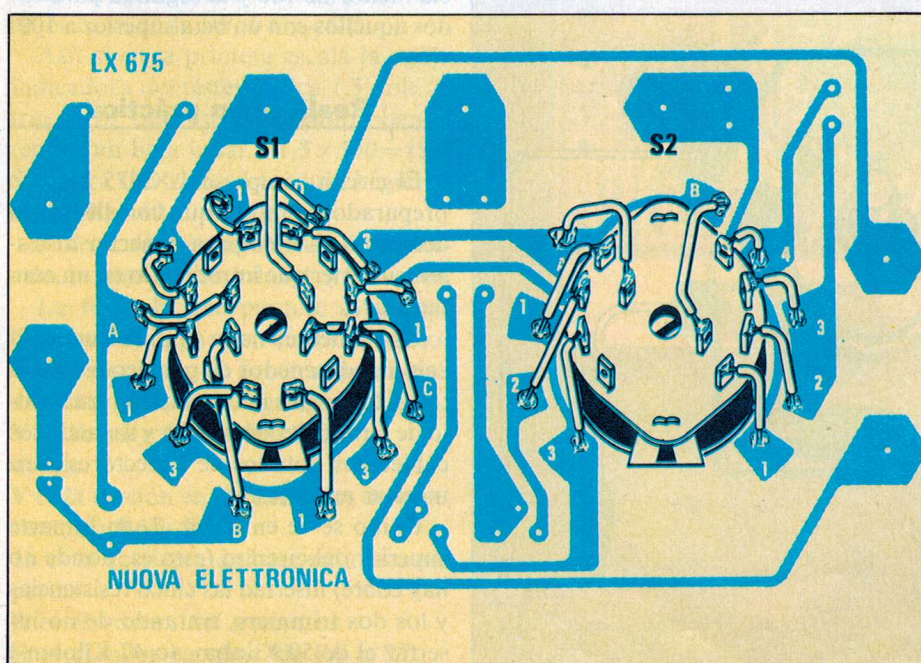


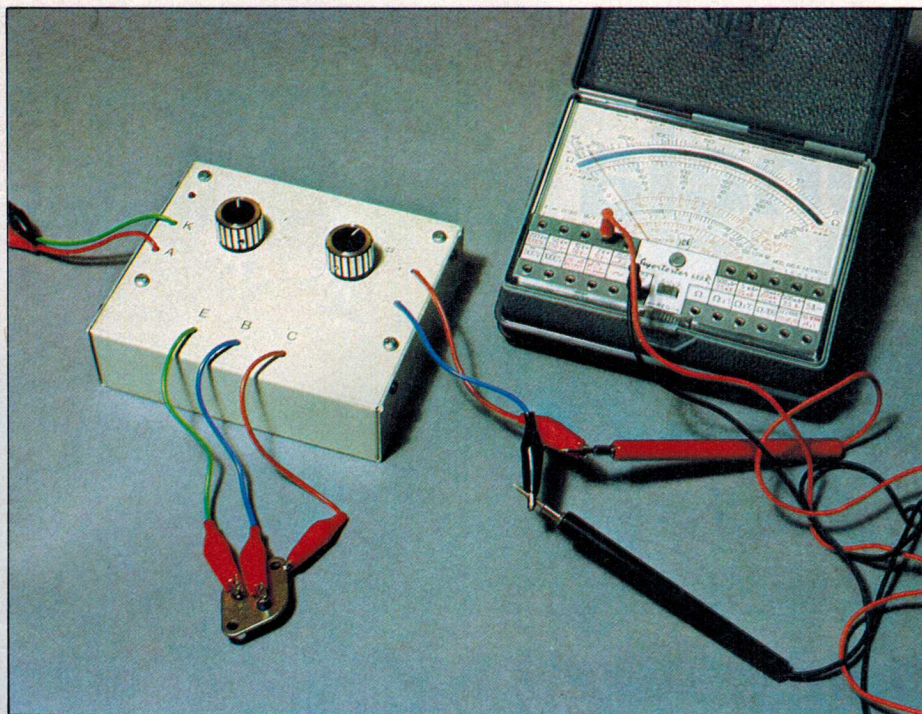
Figura 4. Después de fijar en el circuito impreso los dos conmutadores S1 y S2, habrá que conectar sus terminales a las pistas de cobre empleando trocitos de hilo de cobre recubierto de plástico.

Siempre en esta cara, aplicad el diodo led prestando atención para no invertir la polaridad de sus terminales.

Para la alimentación deberéis soldar los dos hilos de la toma pila de 9 volt., colocando el hilo rojo en el orificio señalado con «+» y el negro en el indicado con «-».

Para poder conectar el diodo o el transistor «de prueba», haced salir del circuito impreso unos cablecillos flexibles de color que lleven en sus extremos pequeñas pinzas a aplicar en los tres terminales E-B-C de los transistores y los dos terminales A-K de los diodos.

Volviendo al montaje, por la cara de cobre del mismo circuito impreso insertaréis, en los dos orificios existentes, los dos conmutadores rotativos cuyos terminales, como se ve en la fig. 4, deberéis soldar al circuito impreso con trozos cortos de hilo de cobre recubierto de plástico.



El elemento indispensable para el probador de Beta es un téster analógico.

En caso de dificultad

En este circuito y sobre todo en su utilización, la mayor dificultad puede estribar en la identificación correcta de la base, el emisor y el colector del transistor a probar, por lo que recomendamos la consulta de publicaciones donde aparecen estas características.

Si existe algún problema de funcionamiento sólo puede ser debido a un mal conexionado de los conmutadores o a un par de resistencias cambiadas una por otra; pero estamos convencidos que todos los montajes funcionarán a la primera.

Comprobad atentamente estas conexiones, ya que si conectáis el terminal central de un solo sector en una pista errónea, el circuito no podrá funcionar.

Finalizado el montaje, tendréis que ajustar los dos trimmer R2 y R4, operación que podréis efectuar con el mismo téster que utilizaréis luego para las medidas del «beta».

Ajuste

Después de conectar la pila de 9 volt. en la correspondiente toma, podréis verificar si el diodo led está conectado correctamente, simplemente cortocircuitando los dos terminales en que debería insertarse el diodo de prueba.

Si el led se enciende, podréis proseguir el ajuste. Si permanece apagado, deberéis desoldar los dos terminales del led e insertarlos en sentido contrario.

Una vez verificado el correcto funcionamiento de esta sección, podréis pasar al ajuste de los dos trimmer R2 y R4.

Para ello, conmutad vuestro téster a la escala «medida en corriente CC» (lo más baja posible, esto es, 50 microamperios o bien 100 ó 250 microamperios fondo escala), para luego conectarlo a los dos terminales de salida base y emisor en sustitución del transistor. Posicionad el conmutador S1 en la posición NPN y el conmutador S2 en la posición «beta 300-10 microA».

Ahora debéis girar lentamente el trimmer R2 hasta leer en el téster una corriente de **10 microamperios**.

Efectuada esta operación, conmutad el téster a la escala de 100-200 microamperios fondo escala y llevad el conmutador S2 a la posición «beta 300-100 microA». A continuación, girad el trimmer R4 hasta leer en el téster una corriente de **100 microamperios**.

Finalizadas estas dos sencillas operaciones, podéis retirar el téster de las salidas base y emisor y conectarlo en la salida «Téster» del «prueba transistores», conmutándolo a la escala **3 V CC fondo escala**. Ahora vuestro instrumento está listo para verificar el «beta» de todos los transistores que tengáis.

Antes de insertar un transistor de prueba, comprobad si pertenece a la categoría de los PNP o de los NPN para saber en qué posición hay que poner el conmutador S1. Luego, al insertar el transistor en las tomas E-B-C, tratar de no invertir estos tres terminales.

Antes de conmutar S1 a NPN o PNP, girad S2 a la posición 4 —es decir, la que comprueba la corriente de pérdida del transistor.

Conmutad ahora S1 a NPN si el transistor es un NPN, o a PNP si el transistor es de polaridad opuesta. Si el transistor no tiene pérdidas, la aguja indicadora del instrumento deberá permanecer en 0 volt.

Si en cambio se desplaza al fondo escala, probad a desplazar S1 de NPN a PNP o viceversa, porque puede que hayáis insertado un transistor de polaridad opuesta.

Si en ambas posiciones PNP y NPN el téster indica una tensión, es inútil comprobar la ganancia porque tal transistor está seguramente averiado.

Una vez comprobado que el transistor no tiene pérdidas, podréis girar S2 a la posición 3 —esto es, a «beta 3.000-10 microA». Si la aguja indicadora del téster apenas se mueve, significa que la ganancia de tal transistor es inferior a 300 (por ejemplo 200 ó 100), por lo cual os convendrá pasar a la escala «beta 300-10 micro A» para pequeños transistores, o a la escala «beta 300-100 microA» para transistores de media y elevada potencia.

Quienes disponen de un téster con escala de 3 volt. y 1 volt. fondo escala, podrán leer un **beta** máximo de:

100 con el téster en 1 volt. (S2 en 1 ó 2)
300 con el téster en 3 volt. (S2 en 1 ó 2)
1.000 con el téster en 1 volt. (S2 en 3)
3.000 con el téster en 3 volt. (S2 en 3).

Como habréis comprendido, la lectura en la escala de vuestro téster resulta muy fácil. Para obtener directamente la «ganancia» del transistor sometido a prueba, bastará multiplicar la tensión medida **por 100 o por 1.000**. ■

Osciladores de frecuencia variable



Prosiguiendo con el tema que trata sobre circuitos PLL, pasamos ahora a presentaros los osciladores AF que vosotros mismos podréis realizar para la gama de trabajo requerida, esto es, 7-15-20-27-72-100-145-200 MHz. Como siempre, los esquemas que publicamos no son circuitos teóricos sino que los hemos probado todos.

OTRO problema que se presenta a quienes desean autoconstruirse un circuito PLL, consiste en realizar un óptimo oscilador libre, capaz de trabajar en la gama requerida.

El uso del sistema PLL, efectivamente, cubre los más variados campos de aplicación y por ello son múltiples las frecuencias requeridas. Por ejemplo, a los CB les interesa la gama de los 26-27 MHz., al radioaficionado los 14-21-30-145-432 MHz y a quienes quieren construir una emisora privada, la gama que va de 88 a 108 MHz.

Una vez determinada la frecuencia de trabajo, comienza para el aficionado un verdadero calvario ya que los esquemas que a duras penas consigue recopilar en libros y revistas, una vez montados, generan señales muy distorsionadas, o

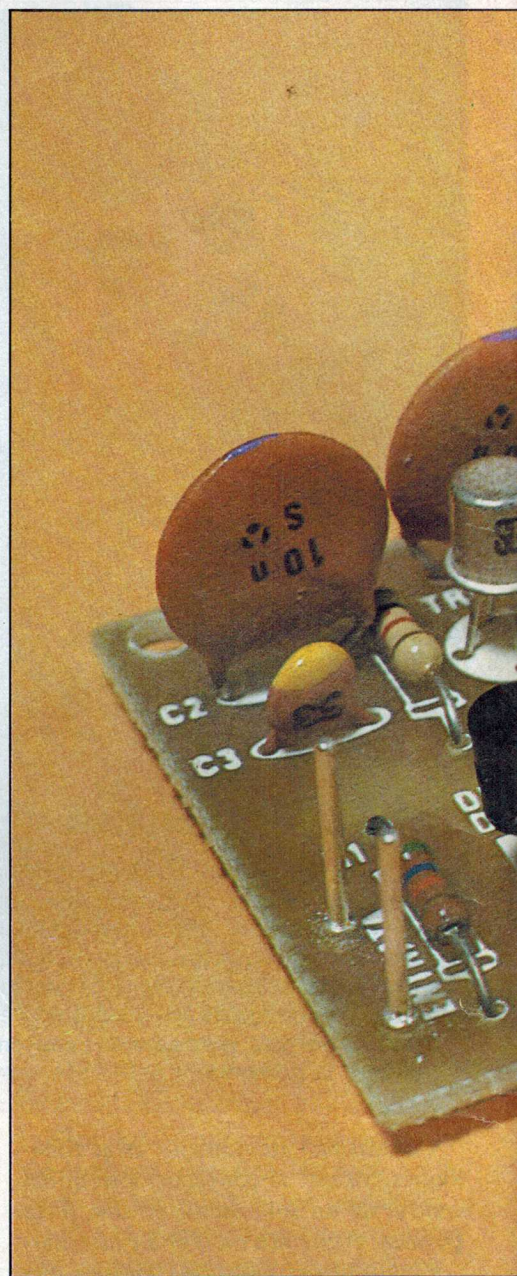
bien resultan muy ruidosos, o no oscilan en absoluto.

Sabiendo de estas dificultades, NUEVA ELECTRÓNICA desea presentaros hoy varios esquemas de osciladores libres, muy sencillos de realizar y todos con sintonía mediante diodos varicap.

Estos circuitos a diferencia de muchos otros, funcionan de inmediato y sin problemas y al no resultar críticos, podréis utilizarlos también para construir sencillos GENERADORES de AF para uso «hobbístico».

Antes de pasar a la descripción de los esquemas eléctricos, queremos indicar las características de los diodos varicap utilizados en nuestros montajes, de modo que el lector esté en condiciones de poderlos sustituir por otros tipos de varicap, de análogas características pero siglas distintas.

Como podréis constatar, en todos los diodos varicap, a la MINIMA tensión corresponde siempre la MAXIMA capacidad y viceversa.



Oscilador de 3 MHz a 50 MHz

El oscilador presentado en la fig. 1 utiliza dos transistores NPN tipo 2N2222 y se puede emplear para generar frecuencias comprendidas entre un mínimo de 3 MHz y un máximo de 50

DIODO varicap BB 104—BB204

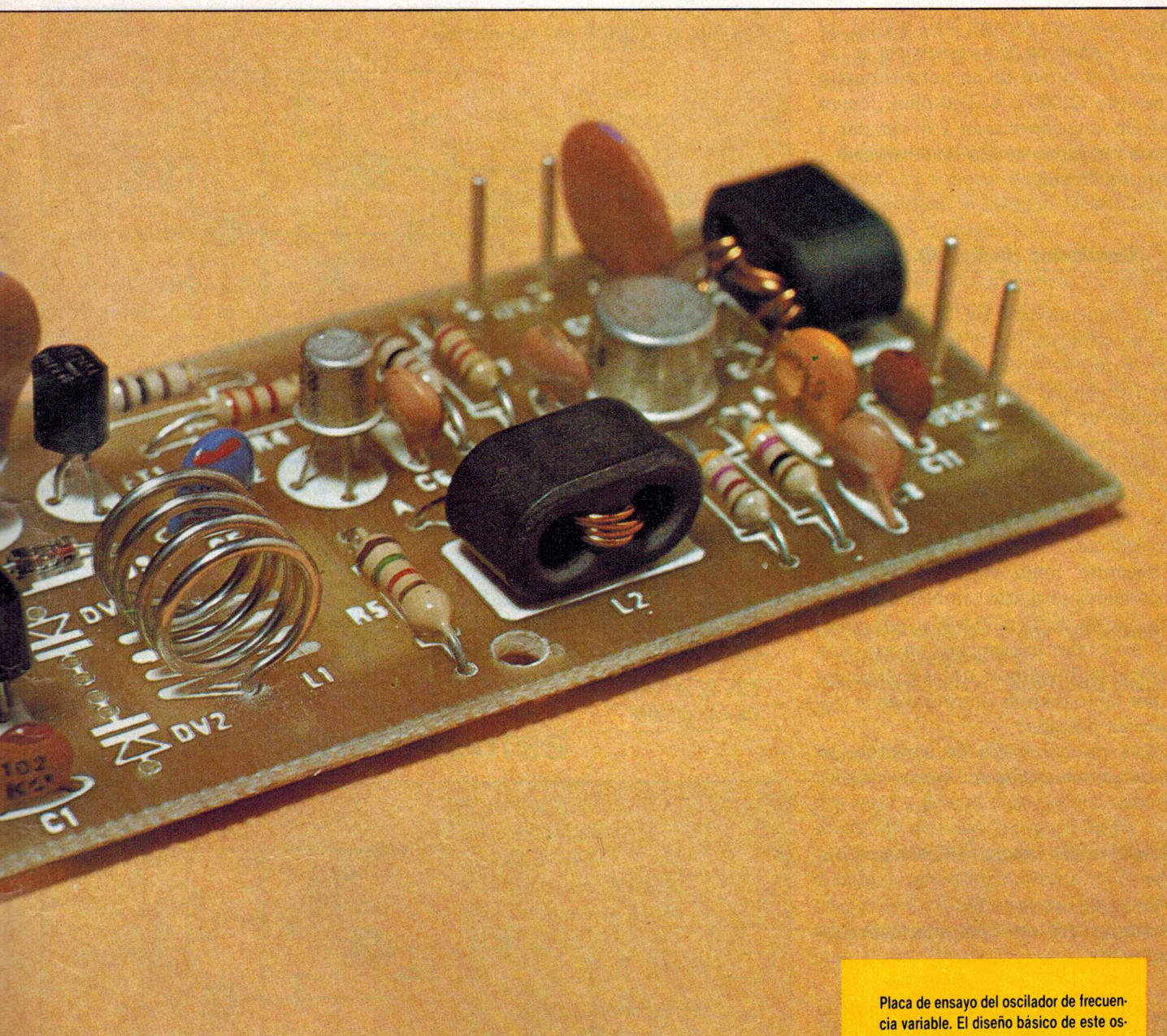
Tensión polariz.	Capacidad
0,5 volt.	60 pF
1,0 volt.	52 pF
2,5 volt.	40 pF
5,0 volt.	30 pF
10 volt.	25 pF
20 volt.	18 pF

DIODO varicap BB105—BB205

Tensión polariz.	Capacidad
0,5 volt.	20 pF
1,0 volt.	14 pF
2,5 volt.	10 pF
5,0 volt.	6 pF
10 volt.	4 pF
20 volt.	3 pF

DIODO Varicap MVAM 115

Tensión polariz.	Capacidad
1,0 volt.	500 pF
3,0 volt.	300 pF
6,0 volt.	150 pF
10 volt.	60 pF
20 volt.	30 pF
25 volt.	25 pF



Placa de ensayo del oscilador de frecuencia variable. El diseño básico de este oscilador permitirá su aplicación en posteriores montajes de índole práctica.

MHz. Para experimentar tal circuito para la gama CB, hay que construir la bobina L1 según los datos siguientes:

Diámetro soporte bobina = 5 mm (con núcleo)

Número de espiras = 8 con toma central

Diámetro del hilo = 0,4 mm (cobre esmaltado)

Con esta bobina, dependiendo de la tensión mínima y máxima aplicada en los extremos de los dos diodos varicap conectados en paralelo con la bobina L1, el oscilador podrá cubrir la siguiente gama:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 22 a 29 MHz
Tensión de 0 a 12 volt. = de 22 a 34 MHz.

Si se desea trabajar en gamas distintas, es posible aumentar o reducir experimentalmente el número de espiras de la bobina L1, recordando que siempre hay que efectuar una toma central para conectar el condensador cerámico C4 entre este punto y el emisor del transistor TR1. La señal generada por tal oscilador se toma mediante el condensador C6 directamente del emisor de TR1 y se aplica a la base de TR2, que tiene la doble función de amplificador y paso separador.

De la salida de TR2 saldrá una señal AF de unos **10 volt. pico-pico** sin carga alguna y de **3 volt. pico-pico** sobre una carga de 52 ohm.

Todo el circuito se alimenta con una tensión de 12 volt. y el consumo es del orden de 25,5 mA. Más concretamente, podemos decir que el transistor TR1 consume unos 5,5 mA y TR2 unos 20 mA.

La tensión de sintonía necesaria para hacer variar la frecuencia de oscilación, se aplica al circuito mediante la resistencia R1 conectada a los extremos de

los dos diodos varicap DV1 y DV2. El otro extremo de esta resistencia se conectará al cursor de un potenciómetro lineal de 22.000 ó 47.000 ohm., cuyos extremos se conectarán a su vez uno a masa y el otro a la tensión de alimentación de 12 volt.

Oscilador de 3 a 80 MHz

El esquema de la fig. 2, a diferencia del anterior, utiliza un fet y un transistor. Con este circuito es posible generar frecuencias comprendidas entre un mínimo de 3 MHz y máximo de 80/100 MHz, cubriendo por tanto una amplia gama de trabajo.

La amplitud de la señal generada por este oscilador resulta inferior a la del precedente.

Siempre como experimento, recomendamos probarlo también en la gama que va de 25 a 30 MHz, por cuanto, para tales frecuencias, no son muy críticas las longitudes de las conexiones y por tanto podréis sintonizar en la frecuencia deseada.

Las características de construcción para la bobina existente en este circuito son:

Diámetro del soporte = 5 mm (con núcleo)

Núcleo de espiras = 15

Diámetro del hilo = 0,4 mm (cobre esmaltado).

Con esta bobina, dependiendo de la tensión aplicada a los dos diodos varicap DV1 y DV2, situados en sus extremos en oposición de polaridad, se podrá cubrir la siguiente gama:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 25 a 32 MHz

Tensión de 0 a 12 volt. = de 25 a 35 MHz.

Es obvio que la gama indicada por nosotros puede variar dependiendo de la posición a la cual se ha girado el núcleo de la bobina.

Aumentando o reduciendo el número de espiras, se puede elegir fácilmente otras gamas de trabajo. Quienes dispongan de un frecuencímetro digital, podrán constatar en qué gama oscila el circuito al insertarse la nueva bobina.

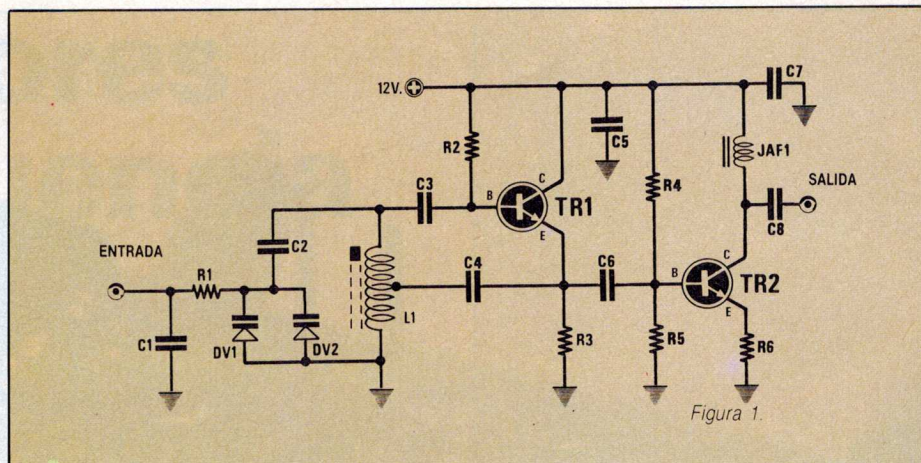


Figura 1.

Componentes

R1 = 56.000 ohm. ¼ wat.

R2 = 100.000 ohm. ¼ wat.

R3 = 330 ohm. ¼ wat.

R4 = 22.000 ohm. ¼ wat.

R5 = 4.700 ohm. ¼ wat.

R6 = 47 ohm. ¼ wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 1.000 pF VHF

C3 = 22 pF VHF

C4 = 47 pF VHF

C5 = 10.000 pF disco

C6 = 390 pF VHF

C7 = 10.000 pF disco

C8 = 1.000 pF VHF

DV1-DV2 = diodo varicap BB.104

TR1 = NPN tipo 2N.2222

TR2 = NPN tipo 2N.2222

L1 = ver texto

JAF1 = impedancia VK 200

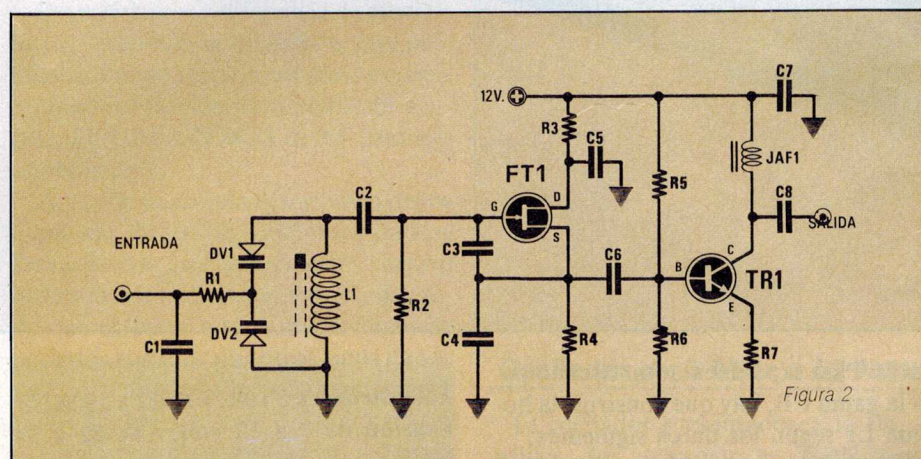


Figura 2.

Componentes

R1 = 56.000 ohm. ¼ wat.

R2 = 100.000 ohm. ¼ wat.

R3 = 100 ohm. ¼ wat.

R4 = 330 ohm. ¼ wat.

R5 = 22.000 ohm. ¼ wat.

R6 = 4.700 ohm. ¼ wat.

R7 = 47 ohm. ¼ wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 290 pF VHF

C3 = 12 pF VHF

C4 = 47 pF VHF

C5 = 10.000 pF disco

C6 = 47 pF VHF

C7 = 10.000 pF disco

C8 = 1.000 pF VHF

DV1-DV2 = diodo varicap BB.104

TR1 = NPN tipo 2N.2222

FT1 = ver texto

L1 = ver texto

JAF1 = impedancia VK200

Si se desea subir en frecuencia, también se puede devanar al aire la bobina L1. Es decir, utilizar la misma bobina pero sin núcleo.

Del source del fet FT1, mediante el condensador C6 de 47 pF, la señal de Af generada por el oscilador se transfiere a la base del transistor TR1, que procede a amplificarla. De ese modo, a través del condensador de desacoplo C8, en salida tenemos disponible una señal de **6 volt. pico-pico** sin carga, y de **1,5 volt. pico-pico** con una carga de **52 ohm.**

Todo el circuito se alimenta con una tensión comprendida entre 9 y 12 volt. y consume unos 25 miliamperios.

El paso a fet consume normalmente unos 5 mA, y el paso a transistor unos 20 mA. Como fet se pueden utilizar BF244-BF245-2N3819-U310. Para el transistor se puede emplear el 2N2222 u otros NPN a condición de que puedan trabajar hasta en frecuencias máximas de 100 MHz.

Oscilador de 3 MHz a 200 MHz

También el esquema de la fig. 3, como el anterior, emplea un fet y un transistor, pero este circuito, efectuando conexiones muy cortas, permitirá alcanzar frecuencias incluso superiores a los 200 MHz. Por tanto se presta muy bien para realizar osciladores a utilizar en las gamas 50-72-88-100-150 MHz.

Si deseáis probarlo para realizar un buen oscilador en la gama FM, de 88 a 108 MHz, deberéis realizar la bobina L1 siguiendo las instrucciones aquí indicadas:

Diámetro soporte = 5 mm (con núcleo)

Número de espiras = 6 juntas

Diámetro del hilo = 0,4 mm (cobre esmaltado).

Con tal bobina, suministrando a los diodos varicap una tensión máxima de 5 o de 12 volt., es posible obtener las siguientes excursiones de frecuencia:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 82 a 103 MHz
Tensión de 0 a 12 volt = de 82 a 118 MHz.

Regulando el núcleo de ajuste en el interior del soporte de la bobina, podréis modificar la sintonía del oscilador en algunos megahertz.

Si se desea aumentar la frecuencia, se puede devanar sólo 5 espiras y eliminar el núcleo ferromagnético.

Si se desea en cambio llevar la frecuencia de trabajo a los 60-80 MHz, bastará devanar 8-9 espiras de hilo de cobre esmaltado, siempre de 0,4 mm de diámetro.

Si se desea alcanzar los 145-146 MHz, es aconsejable sustituir el soporte de la bobina por uno de diámetro mayor. En ese caso, las características de construcción serán:

Diámetro soporte = 6 mm (sin núcleo)

Número de espiras = 5

Diámetro del hilo = 1 mm (cobre plateado).

Las espiras deben devanarse espaciadas entre sí de modo que se obtenga un solenoide de unos 7 mm de largo.

Utilizando este tipo de bobina, dependiendo de la tensión aplicada en los extremos de los dos diodos varicap, se obtiene la cobertura de las siguientes gamas:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 130 a 160 MHz

Tensión de 0 a 12 volt. = de 130 a 188 MHz.

Reduciendo el valor del condensador D4 de 47 pF a 33 pF, se consigue subir aún más en frecuencia y con 4 espiras se puede alcanzar fácilmente e incluso superar los 200 MHz.

Todo el circuito, alimentado a 12 volt., consume unos 25 miliamperios.

Como fet se puede emplear un BF244-BF245-2N3819-U310 u otros equivalentes, capaces de oscilar hasta en 200 MHz e incluso más.

Como transistor se puede utilizar un BFR36 u otro equivalente, capaz de trabajar hasta en 400 MHz.

Componentes

R1 = 56.000 ohm. ¼ wat.

R2 = 100.000 ohm. ¼ wat.

R3 = 100 ohm. ¼ wat.

R4 = 22.000 ohm. ¼ wat.

R5 = 4.700 ohm. ¼ wat.

R6 = 47 ohm. ¼ wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 47 pF VHF

C3 = 56 pF VHF

C4 = 10.000 pF disco

C5 = 10.000 pF disco

C6 = 4,7 pF VHF

C7 = 47 pF VHF

C8 = 1.000 pF VHF

C9 = 390 pF VHF

DV1 = diodo varicap BB.205

DV2 = diodo varicap BB.205

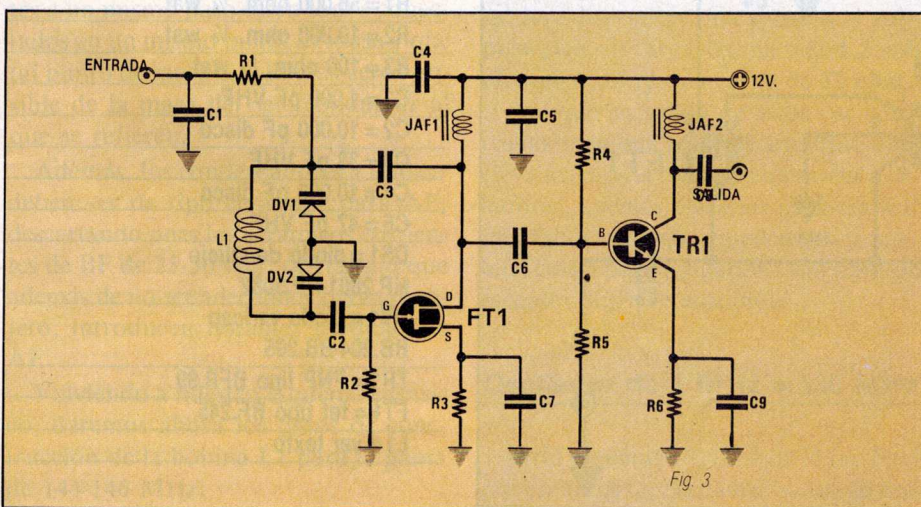
TR1 = NPN tipo BFR.36

FT1 = fet tipo BF.244

L1 = ver texto

JAF1 = impedancia VK200

JAF2 = impedancia VK200



Componentes

R1 = 56.000 ohm. 1/4 wat.

R2 = 470 ohm. 1/4 wat.

R3 = 47 ohm. 1/4 wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 33 pF VHF

C3 = 1.000 pF VHF

C4 = 5,6 pF VHF

C5 = 15 pF VHF

C6 = 1.000 pF VHF

C7 = 3,3 pF VHF

C8 = 1.000 pF VHF

DV1 = diodo varicap BB.205

FT1 = fet tipo U.310

FT2 = fet tipo U.310

L1 = ver texto

JAF1 = impedancia VK 200

R1 = 56.000 ohm. 1/4 wat.

R2 = 18.000 ohm. 1/4 wat.

R3 = 10.000 ohm. 1/4 wat.

R4 = 10 ohm. 1/4 wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 100.000 pF poliéster

C3 = 1.000 pF VHF

C4 = 100.000 pF poliéster

C5 = 330 pF VHF

C6 = 1.000 pF VHF

C7 = 1.000 pF VHF

DV1-DV2 = diodo varicap

BB.105 ó BB.204

TR1 = NPN tipo BFR.36

IC1 = MC.1648

L1 = ver texto

JAF1 = impedancia VK 200

R1 = 56.000 ohm. 1/4 wat.

R2 = 10.000 ohm. 1/4 wat.

R3 = 100 ohm. 1/4 wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 10.000 pF disco

C3 = 33 pF VHF

C4 = 10.000 pF disco

C5 = 47 pF VHF

DS1 = diodo de silicio

HP.2801-HP.5082

DV1 = diodo varicap

BB.204-BB.205

TR1 = PNP tipo BFR.99

FT1 = fet tipo BF.245

L1 = ver texto

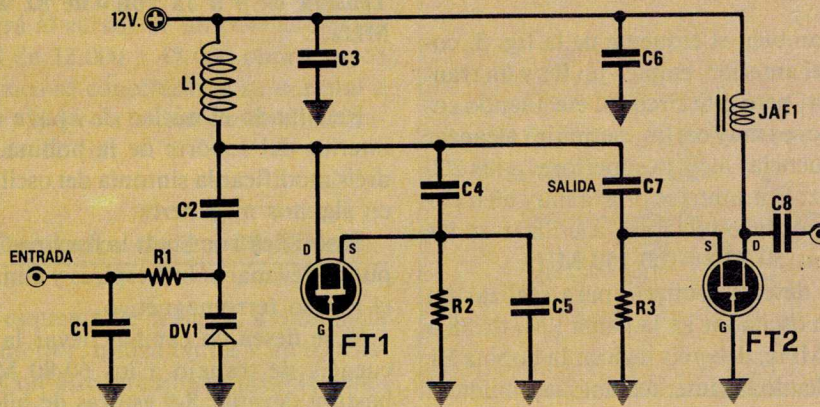


Figura 4.

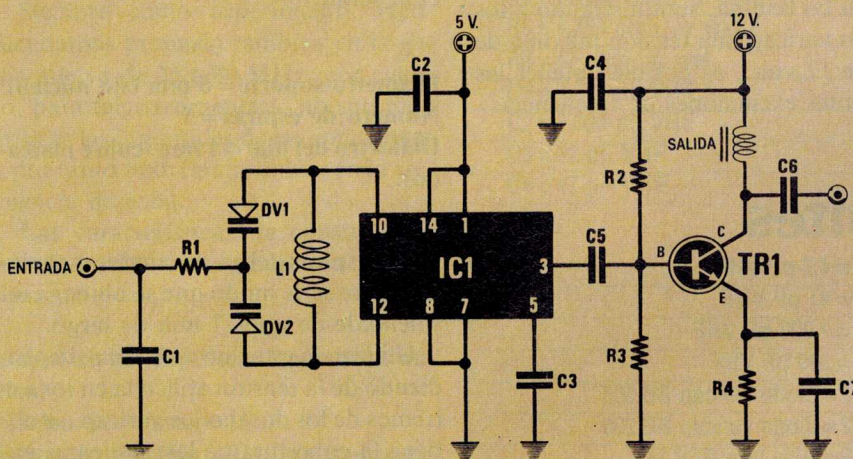


Figura 5.

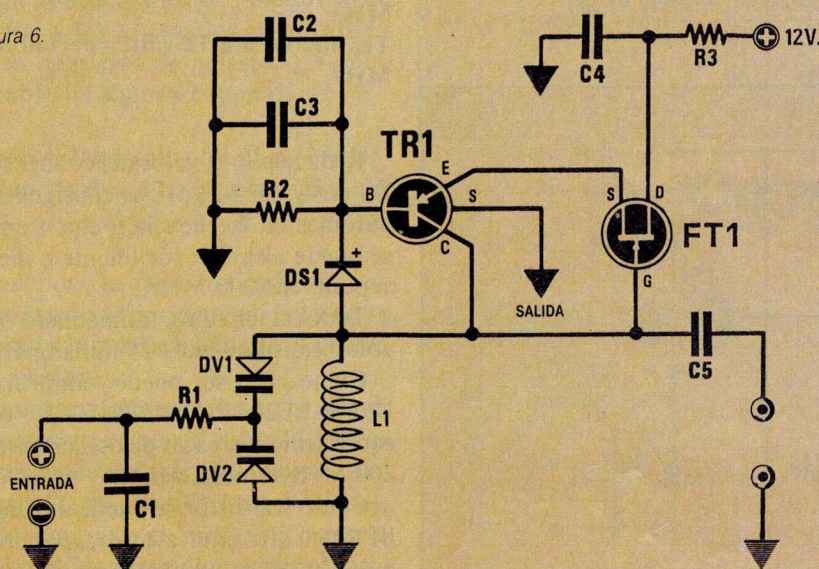
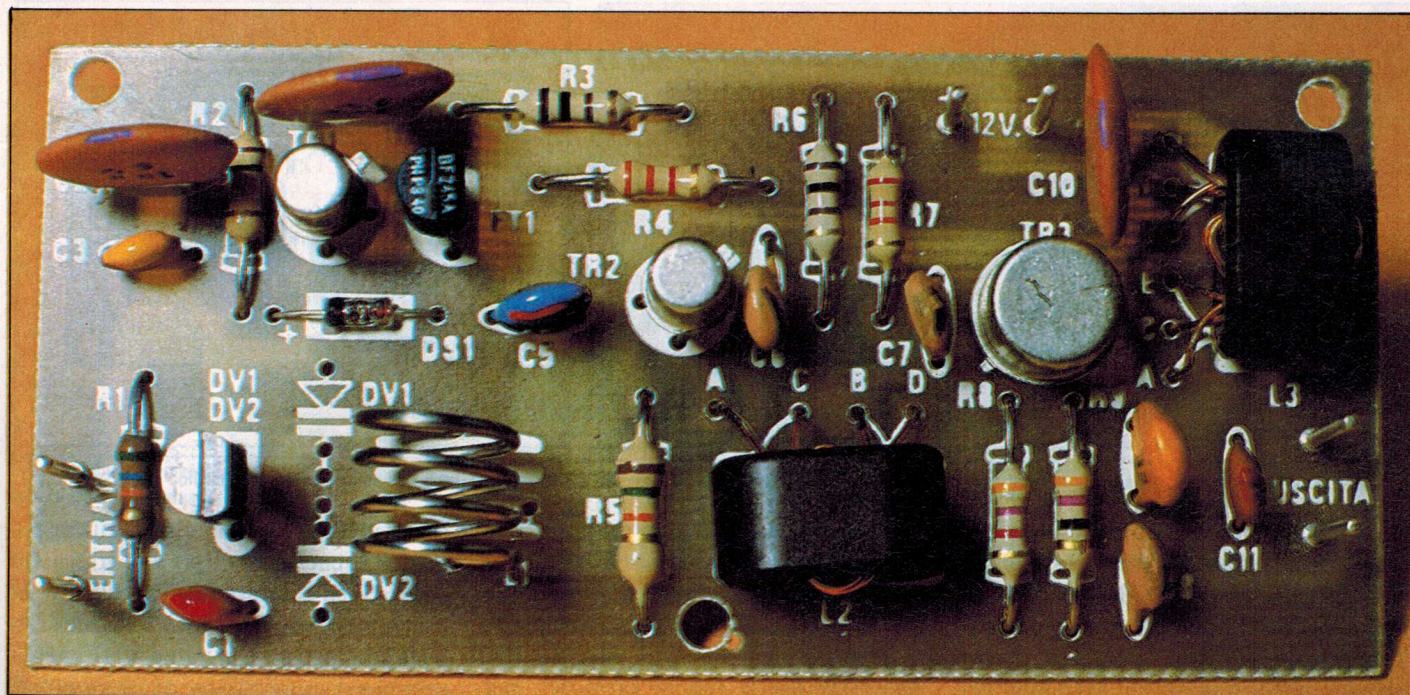


Figura 6.



Detalle del oscilador de frecuencia variable montado en nuestro laboratorio.

Oscilador de 30 Mhz a 180 MHz

Como se ve en la fig. 4, utilizando dos fet tipo U.310 es posible realizar un válido oscilador que trabaja de un mínimo de 25-30 MHz a un máximo de 180 MHz.

Presentamos este circuito por la particular configuración circuital con que está realizado. En efecto, como podéis observar en el esquema eléctrico de la fig. 4, hemos utilizado dos fet, ambos con el Gate a masa.

Trabajando en frecuencias elevadas es necesario efectuar conexiones muy cortas y especialmente, si deseáis realizar un circuito, es importante que los condensadores de fuga correspondientes a un mismo paso estén todos conectados en un mismo punto de masa y que tal punto de masa esté lo más cerca posible de la masa del semiconductor al que se refieren.

Además, los condensadores a utilizar deben ser de tipo cerámico para AF, descartando pues los cerámicos corrientes de BF de 25-50 volt. de trabajo que además de no ser adecuados para tal objeto, introducen notables pérdidas de AF.

Volviendo a nuestro esquema eléctrico, daremos ahora los datos de construcción de la bobina L1 para la gama de 144-146 MHz:

Diámetro soporte = 6 mm (al aire)
Número de espiras = 3
Diámetro del hilo = 1 mm (cobre plateado).

Hay que devanar la bobina con las espiras espaciadas de modo que formen un solenoide de unos 4 mm de longitud. Con esta bobina, suministrando a los diodos varicap 5 ó 12 volt., se puede sintonizar en estas gamas de frecuencia:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 138 MHz a 151 MHz
Tensión de 0 a 12 volt. = de 138 MHz a 161 MHz.

En salida del drain del fet FT1, entre el terminal del condensador C8 y la masa, hay disponible una señal de **4 volt. pico-pico** sin carga alguna y de **1,2 volt pico-pico** sobre una carga de **52 ohm.**

Aunque en salida de estos osciladores no haya una señal de amplitud muy elevada, debéis recordar que tales osciladores, además de servir para realizar un paso transmisor, pueden servir también como paso oscilador local para un receptor superheterodino.

Oscilador de 1 MHz a 130 MHz

En el esquema eléctrico de la fig. 5 representamos un oscilador realizado con

un circuito integrado tipo MC.1648, capaz de funcionar desde un mínimo de 1 MHz a un máximo de 130 MHz.

Este integrado, aun con un circuito muy sencillo, permite cubrir una amplia gama de frecuencias utilizando bobinas con distinto número de espiras.

Por ejemplo, para utilizar tal oscilador en la gama de 65 MHz a 130 MHz, podréis realizar la bobina L1 siguiendo estas instrucciones:

Diámetro soporte = 100 mm (al aire)
Número de espiras = 3
Diámetro del hilo = 1 mm (cobre plateado).

Habrà que devanar la bobina con las espiras espaciadas de modo que se obtenga un solenoide de unos 5 mm de largo.

De este modo, en función de la tensión aplicada en los extremos de los dos diodos varicap, lograréis cubrir la gama:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 65 MHz a 90 MHz
Tensión de 0 a 12 volt. = de 65 MHz a 130 MHz.

La tensión de sintonías se aplica, a través de la resistencia R1, a la unión común de los dos diodos varicap DV1 y DV2, conectados a su vez a los extre-

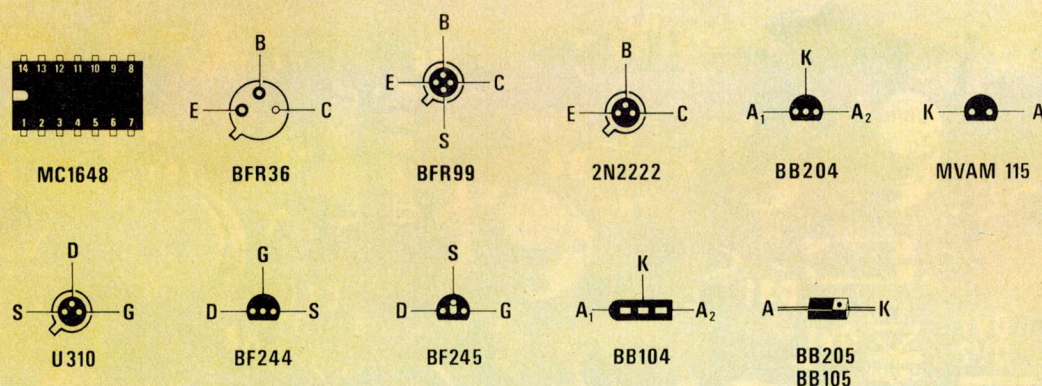


Figura 7. Conexiones de los transistores, fet y diodos varicap empleados en la realización de los osciladores AF descritos en el artículo.

mos de la bobina L1. La señal de salida se toma de la patilla 3 de IC1 y, a través del condensador C5, se aplica al transistor de salida TR1. Dicho transistor realiza la función de amplificar esta señal y hacer que en los extremos del condensador C6 haya disponible una señal de AF de amplitud igual a **4 volt. pico-pico** sin carga y de **1,5 volt. pico-pico** sobre una carga de **52 ohm.**

El integrado IC1 debe ser alimentado con 5 volt. (consume unos 10 mA), mientras que para el paso de salida —que emplea un transistor BFR36— recomendamos una tensión de alimentación de 12 volt. (consume unos 25 mA).

Oscilador de 0,5 MHz a 450 MHz

El oscilador que presentamos en la fig. 6 es una configuración algo extraña, que muchos de nuestros lectores verán por primera vez.

Hemos querido presentarlo porque se trata de un oscilador muy sencillo, nada crítico y capaz de funcionar correctamente tanto en baja frecuencia como en VHF.

Aplicando a este oscilador una bobina con elevado número de espiras, oscilará en la gama de Onda Media.

Aplicando una bobina o impedancia JAF de 2-3 milihenrios, el circuito oscilará en la gama de BF. Si se sustituye la bobina por una espira en «U», este oscilador funcionará correctamente en la gama VHF.

Otra ventaja de este oscilador es que funciona, sin modificar el valor de ningún componente, con una tensión de ali-

mentación que va de un mínimo de 3 volt. a un máximo de 15 volt. y con un consumo irrisorio, igual a 2 miliamperios.

Es obvio que reduciendo la tensión de alimentación, se reduce proporcionalmente también la amplitud de la señal generada. Pero a diferencia de otros osciladores, éste no tiende a «apagarse».

Si deseáis trabajar en gamas no supe-

riores a 50-60 MHz, podréis utilizar para TR1 cualquier tipo de transistor PNP. Si en cambio deseáis utilizar este oscilador para frecuencias superiores, llegando incluso a la gama VHF, aconsejamos la utilización de transistores adecuados para trabajar hasta en frecuencias de 700-800 MHz.

En nuestro circuito hemos empleado un BFR99 (frecuencia de corte MIN. 1,4

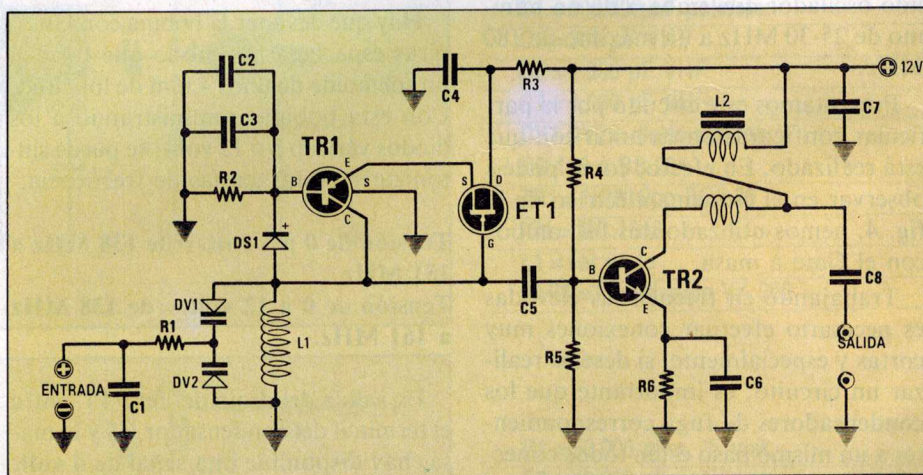


Figura 8. Esquema eléctrico.

Componentes

R1 = 56.000 ohm. ¼ wat.

R2 = 10.000 ohm. ¼ wat.

R3 = 100 ohm. ¼ wat.

R4 = 33.000 ohm. ¼ wat.

R5 = 4.700 ohm. ¼ wat.

R6 = 22 ohm. ¼ wat.

C1 = 1.000 pF VHF

C2 = 10.000 pF disco

C3 = 33 pF VHF

C4 = 10.000 pF disco

C5 = 47 pF VHF

C6 = 180 pF VHF

C7 = 10.000 pF disco

C8 = 1.000 pF VHF

DS1-DS2 = diodo schottky HP.2801

DV2 = diodo varicap BB.104

TR1 = PNP tipo BFR.99

TR2 = NPN tipo BFR.36

FT1 = fet tipo BF.245

L1 = ver texto

L2 = ver texto

4 ÷ 50MHz

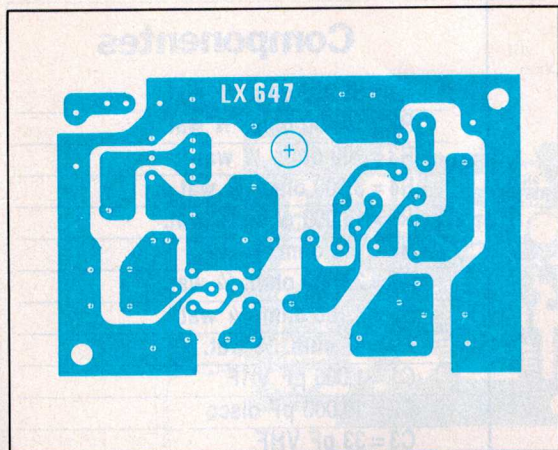
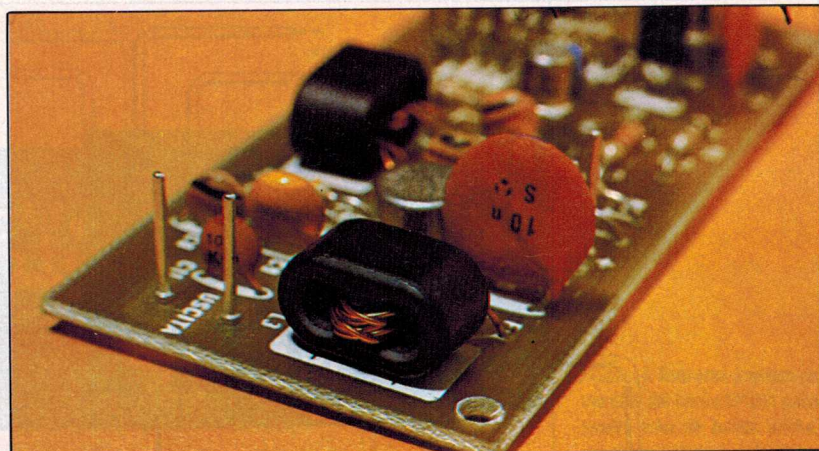


Figura 9. Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para la realización del esquema de la fig. 8.



Detalle del transformador con núcleo de ferrita.

GHz-Tip. 2,4 GHz) para poder así utilizarlo sin problemas desde un mínimo de 1 MHz hasta un máximo de 400 MHz.

Como fet se puede emplear un normal BF244, un BF245, un 2N3819, MPF.102 u otros equivalentes.

Dado que este oscilador merece probarse por su versatilidad, presentamos dos versiones. Una a utilizar para frecuencias de 5 MHz mínimo a 50 MHz máximo y otra que podréis emplear para 50 MHz mínimo a 300 MHz máximo.

Al ser suficientemente estable, este oscilador se puede utilizar también como un normal «generador de AF» eligiendo la bobina L1 más idónea a la gama que os interesa.

Primer esquema (4 MHz a 50 MHz)

En la fig. 8 se puede ver el esquema de este oscilador, dotado de un paso final amplificador de banda ancha (de 4 a 50 MHz) —ver TR2— capaz de suministrar en salida, sobre una carga de **52 ohm**, una señal de unos **100 miliwat**, suficiente por tanto para excitar el paso de cualquier preamplificador de AF.

Utilizando para DV1 y DV2 diodos varicap tipo MVAM.115, dependiendo del tipo de bobina (L1) utilizada, se obtienen distintas excursiones de frecuencia.

Datos de construcción de la bobina L1:

Diámetro soporte = 8 mm (con núcleo)
Número de espiras = 20
Diámetro del hilo = 0,30 mm (cobre esmaltado).

Con tal bobina y utilizando para los diodos varicap una tensión máxima de 12 volt., es posible sintonizar en:

Tensión de 0 a 12 volt. = de 4 MHz a 10 MHz.

Utilizando siempre diodos varicap MVAM 115 y modificando la bobina L1 de este modo:

Diámetro soporte = 5 mm (con núcleo)
Número de espiras = 8
Diámetro del hilo = 0,4 (cobre esmaltado),

podréis obtener una excursión de frecuencia, en función de la tensión aplicada en los extremos de los diodos varicap, igual a:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 10 a 20 MHz
Tensión de 0 a 12 volt. = de 10 a 34 MHz.

Utilizando para DV1 y DV2 diodos varicap tipo BB.204 y realizando la bobina L1 como sigue:

Diámetro soporte = 5 mm (con núcleo)
Número espiras = 8
Diámetro hilo = 0,4 mm (cobre esmaltado),

en función de la tensión aplicada a los varicap, podréis obtener las siguientes excursiones de frecuencia:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 30 a 39 MHz
Tensión de 0 a 12 volt. = de 30 a 44 MHz.

Segundo esquema (de 50 a 300 MHz)

El esquema de la fig. 14 es el mismo del oscilador del ejemplo precedente, completado ahora con un paso amplificador-separador de banda ancha, capaz de trabajar en una gama que va de un mínimo de 50 MHz a un máximo de 300 MHz. Este paso permite obtener en salida, sobre una carga de **52 ohm.**, una señal de **100 miliwat**. de potencia en toda la gama.

Para que oscile en la gama FM, es necesario realizar una bobina con las siguientes características:

Diámetro soporte = 8 mm (al aire)
Número espiras = 4
Diámetro hilo = 1 mm (cobre plateado).

Deberéis devanar esta bobina con las espiras espaciadas de modo que obtengáis un solenoide de unos 8 mm de largo. De ese modo la gama cubierta, en función de la tensión aplicada a los varicap, será la siguiente:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 75 a 110 MHz
Tensión de 0 a 12 volt. = de 75 a 120 MHz.

Sustituyendo los diodos varicap BB.204 por unos BB.205 y utilizando una bobina con los datos que ahora os daremos, se obtienen frecuencia de oscilación más elevadas:

Diámetro soporte = 8 mm (al aire)
Número espiras = 3
Diámetro hilo = 1 mm (cobre plateado). ►

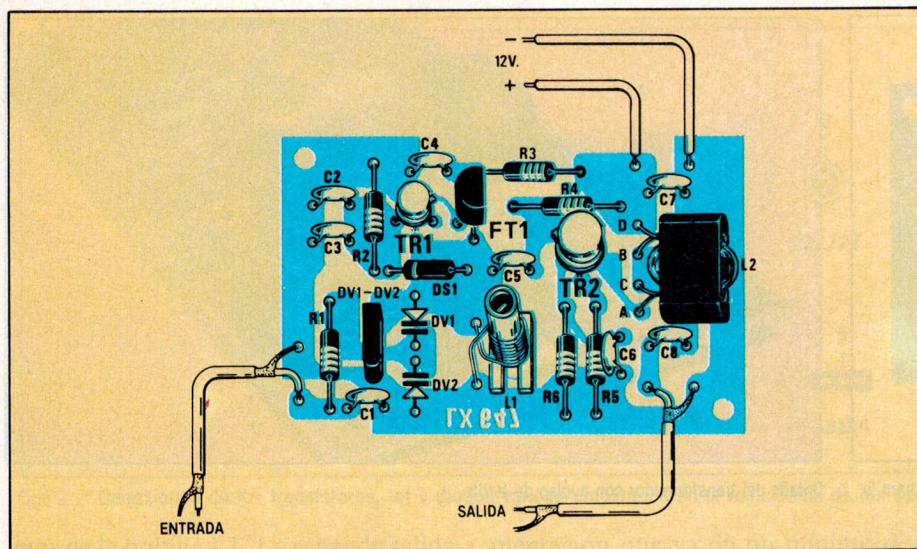


Figura 10. Esquema práctico de montaje del oscilador de la fig. 8. En tal circuito podéis insertar dobles diodos varicap tipo BB.204 ó BB.104, o bien dos diodos varicap BB.205 o equivalentes.

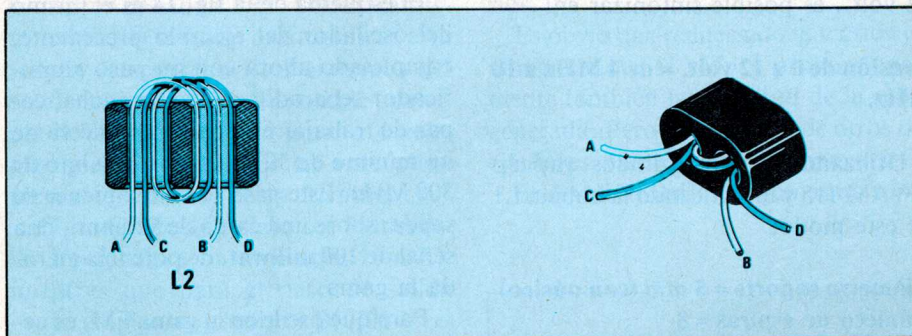


Figura 11. Para realizar la bobina L2 hay que devanar en el interior del núcleo 10 espiras bifilares, señalando el inicio y el final de los dos devanados. Insertando en el circuito impreso los extremos A-C y B-D como se ve en la fig. 8, se obtendrán automáticamente las conexiones requeridas.

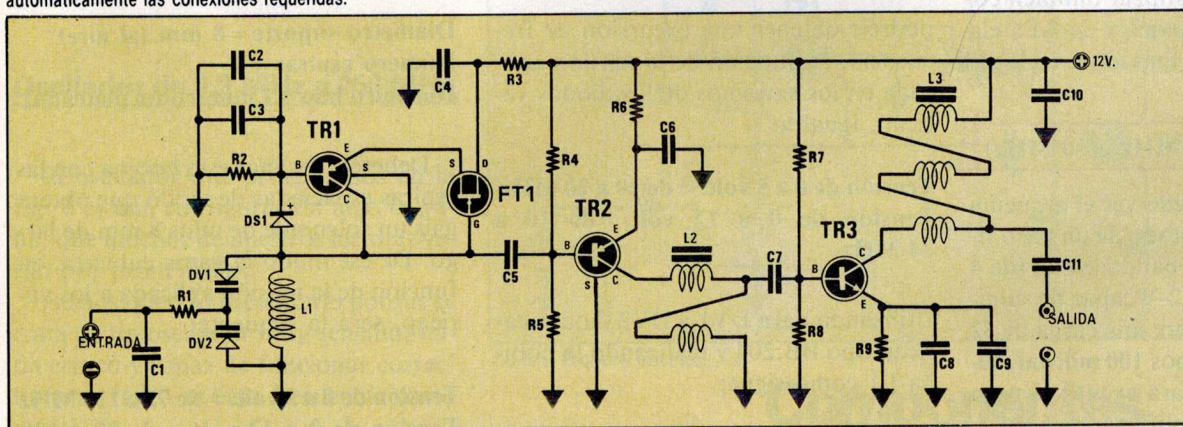


Figura 12. Esquema eléctrico del oscilador y amplificador de banda ancha idóneo para la gama 50-300 MHz.

Las espiras de esta bobina deben quedar espaciadas entre sí de modo que se obtenga un solenoide de unos 6 mm de largo.

De ese modo el oscilador cubrirá una gama de frecuencias de:

Tensión de 0 a 5 volt. = de 125 MHz a 170 MHz

Tensión de 0 a 12 volt. = de 200 MHz a 300 MHz.

Realización práctica, esquema figura 10

Para este circuito, que se puede utilizar de un mínimo de 4 MHz a un máximo de 50 MHz, hemos preparado un circuito impreso que lleva las siglas LX.647.

En tal circuito, como se ve en la fig. 10, se montarán todos los componentes necesarios para la realización del circuito.

Componentes

R1 = 56.000 ohm. ¼ wat.
R2 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 100 ohm. ¼ wat.
R4 = 3.300 ohm. ¼ wat.
R5 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R6 = 100 ohm. ¼ wat.
R7 = 22.000 ohm. ¼ wat.
R8 = 4.700 ohm. ¼ wat.
R9 = 47 ohm. ¼ wat.
C1 = 1.000 pF VHF
C2 = 10.000 pF disco
C3 = 33 pF VHF
C4 = 10.000 pF disco
C5 = 3,3 pF VHF
C6 = 47 pF VHF
C7 = 47 pF VHF
C8 = 47 pF VHF
C9 = 390 pF VHF
C10 = 10.000 pF disco
C11 = 1.000 pF VHF
DS1 = diodo Schottky HP.2801
DV1-DV2 = diodo varicap BB.104
TR1 = PNP tipo BFR.99
TR2 = PNP tipo BFR.99
TR3 = NPN tipo BFR.36
FT1 = fet tipo BF.245
L1 = ver texto
L2 = ver texto
L3 = ver texto

Comenzad, como de costumbre, insertando las resistencias y los condensadores cerámicos. Soldad luego el diodo DS1 orientando la franja negra existente en su envoltura hacia la resistencia R2.

Siguiendo la serigrafía del circuito, montad los dos transistores TR1-TR2 y el fet FT1, insertando a continuación los terminales en que se conectarán luego los hilos de alimentación, la entrada pa-

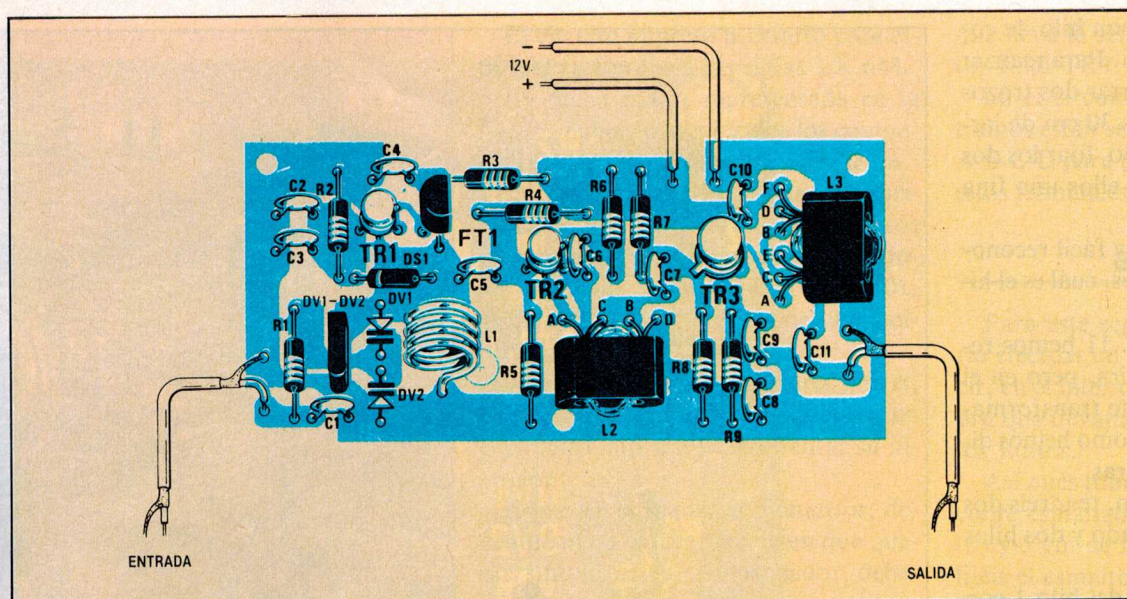


Figura 14. Esquema práctico de montaje del oscilador con paso amplificador de banda ancha, capaz de trabajar en la gama 50-300 MHz. Para realizar las bobinas L2-L3, leed el texto. También en este circuito se puede insertar diodos varicap dobles o sencillos.

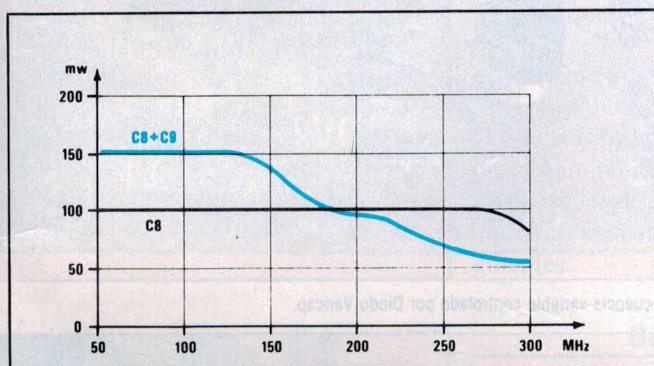


Figura 13. Insertando el condensador C8 de 47 pF en paralelo con la resistencia R9, el circuito entregará 100 mW hasta los 280-290 MHz. Insertando en paralelo también el condensador C9 de 390 pF, la potencia aumentará a 150 mW hasta un máximo de 146 MHz.

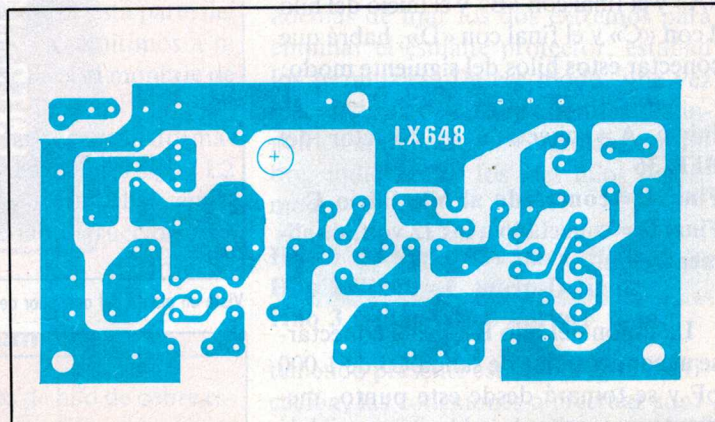


Figura 15. Dibujo a tamaño natural del circuito impreso.

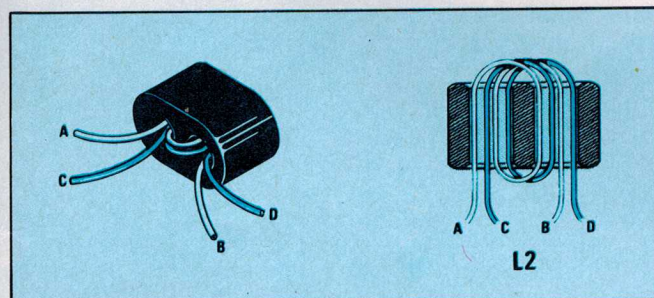


Figura 16. Para la bobina L2, devanad sobre el núcleo dos espiras bifilares señalando el inicio y final de los dos devanados de manera que al insertarlos en el circuito impreso se obtenga la conexión requerida.

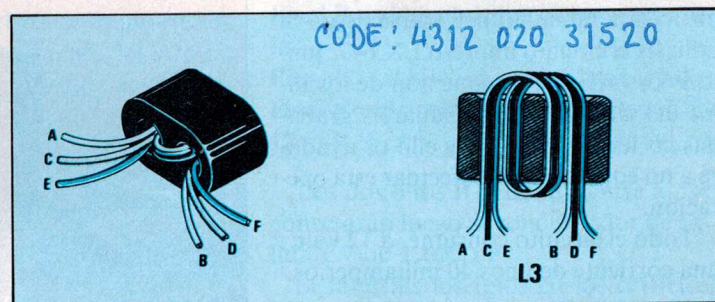


Figura 17. Para la bobina L3 devanad también dos espiras, pero esta vez empleando un hilo trifilar. Indicando correctamente el inicio y final de los devanados e insertándolos correctamente en el circuito impreso, como se indica en la fig. 14, se obtendrá automáticamente la conexión prevista en la fig. 12.

ra la tensión de los varicap y la salida de la señal de AF.

Dependiendo de la frecuencia en que queráis sintonizar vuestro oscilador, deberéis montar un tipo distinto de diodo varicap. Si usáis los varicap tipo BB.104, recordad que en el interior de su envoltura existen dos diodos. De las tres patillas, la central corresponde a ambos cátodos y las dos laterales a los dos ánodos. Por ello, al insertarlo en el

circuito impreso, las conexiones de los dos diodos serán siempre correctas. Si en cambio debéis utilizar los diodos varicap BB.205 a MVAM 115, al ser su contenedor sencillo, tendréis que prestar atención al sentido de inserción. Para los varicap BB.205, cuya envoltura representamos en la fig. 7, habrá que orientar la franja de identificación existente en su cuerpo como se ve en la figura 14.

Respecto a los diodos varicap tipo MVAM 115, cuya envoltura se ve también en la fig. 7, debéis montarlos orientando la parte plana de cuerpo del diodo DV1 hacia el soporte de la bobina L1 y en el caso del DV2 hacia la parte opuesta.

El transformador balum conectado en la salida del transistor final, un NPN tipo BFR.36, se realiza devanando sobre el núcleo de ferrita existente en el

kit, 10 espiras bifurales con hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm. Para realizar este transformador recortar dos trozos de hilo de cobre de unos 30 cm de largo. Luego, en un solo hilo, lijar los dos extremos y depositar en ellos una fina capa de estaño.

De ese modo, será muy fácil reconocer, después de devanarlos, cuál es el hilo 1 y cuál el 2.

En el dibujo de la fig. 11 hemos representado una sola espira, pero en el interior del núcleo de este transformador habrá que devanar, como hemos dicho, un total de 10 espiras.

Finalizado el devanado, tendréis dos hilos de inicio del devanado y dos hilos de final del devanado.

Si indicamos el inicio del hilo 1 con «A» y el final con «B» y el inicio del hilo 2 con «C» y el final con «D», habrá que conectar estos hilos del siguiente modo:

Inicio A = conectado al colector del BFR.36

Final B = conectado al hilo inicio C

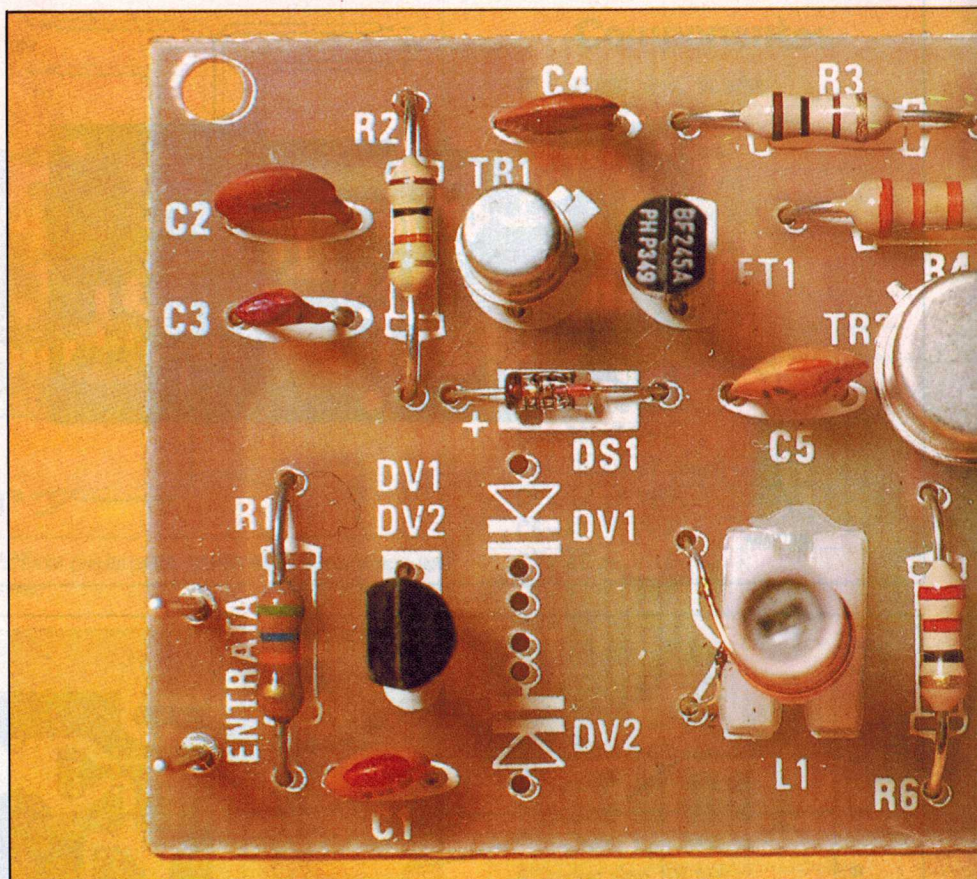
Final D = conectado a los 12 volt. de alimentación.

La unión del hilo B-C irá a conectarse al condensador de salida C3 de 1.000 pF y se tomará desde este punto, mediante un trocito de cablecito coaxial de 52 ohm., para aplicarla al paso preamplificador de cualquier transmisor. Si utilizáis el circuito impreso LX.647, junto a los orificios de conexión de los hilos del transformador hallaréis grabadas las letras A-B-C-D y ello os ayudará a no equivocaros al efectuar esta operación.

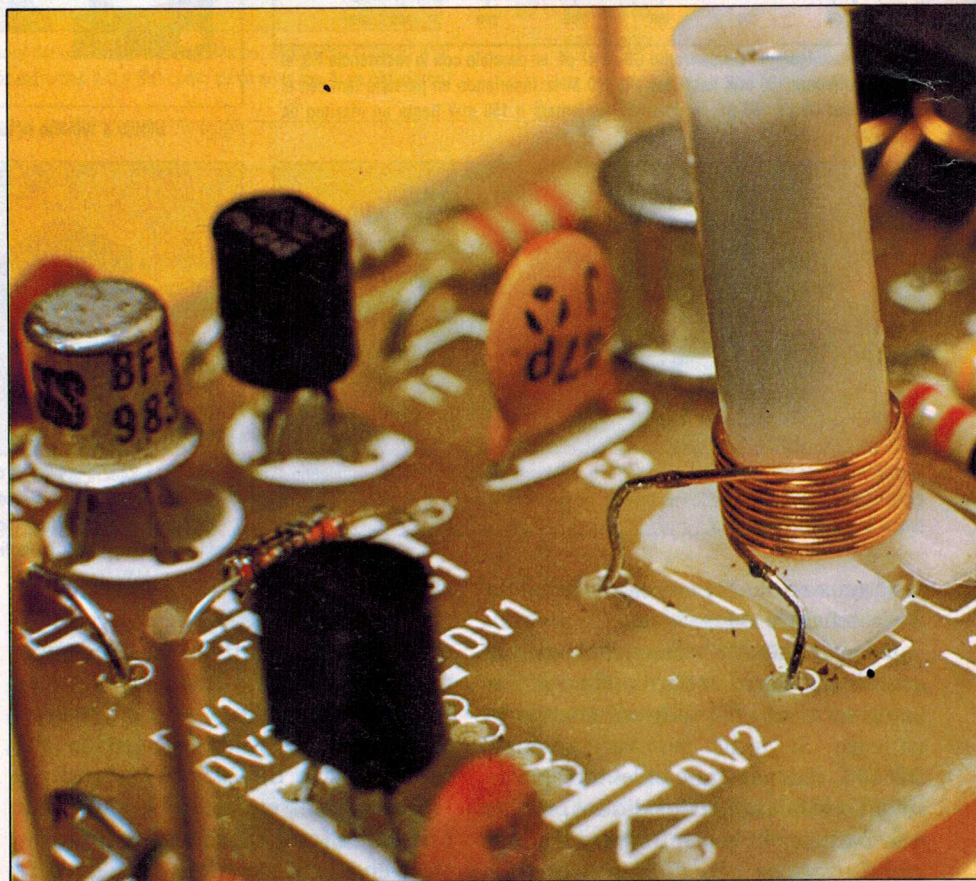
Todo el circuito consume, a 12 volt., una corriente de unos 40 miliamperios.

Realización práctica, esquema figura 12

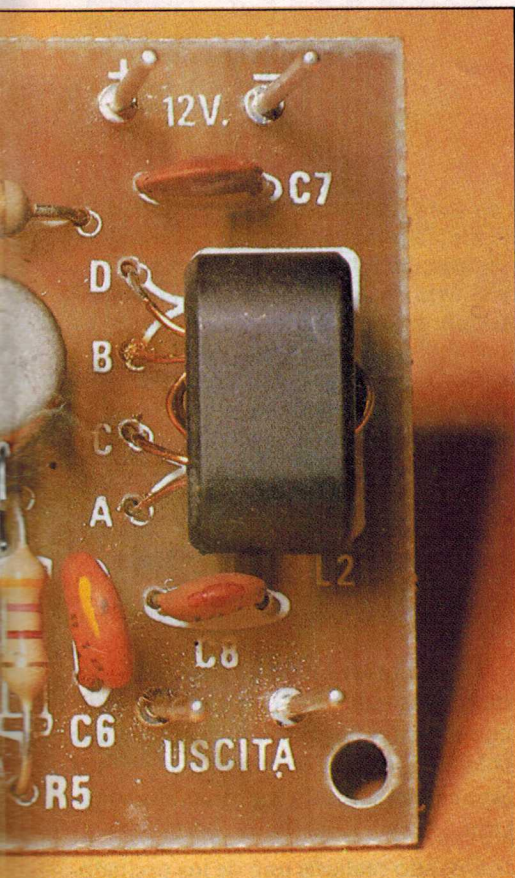
En este segundo circuito, idóneo para trabajar desde un mínimo de 40 MHz a un máximo de 300 MHz, el paso oscilador es totalmente análogo al circuito precedente. La única diferencia, como ya hemos visto, reside en los datos de construcción de la bobina L1. El paso de salida, en cambio, es totalmente diferente ya que en este circuito se emplean dos transistores.



Vista en planta del oscilador de frecuencia variable controlado por Diodo Vericap.



Detalle de la bobina de sintonía y del transformador con núcleo de ferrita.



El circuito impreso necesario para esta realización lleva las siglas LX.648.

En dicha placa, representada en la fig. 12, hallarán lugar todos los componentes necesarios para su realización.

Iniciad el montaje insertando en primer lugar todas las resistencias y los condensadores cerámicos, luego el diodo DS1, un schottky tipo HP.2801, orientando la franja negra de su envoltura hacia la resistencia R2.

Al montar los tres transistores y el fet, deberéis seguir la serigrafía existente en el circuito impreso para orientar su inserción.

Como en la realización anterior, dependiendo de la frecuencia en que queráis sintonizar vuestro oscilador, deberéis montar un tipo distinto de varicap.

Dado que el montaje de esta parte del circuito es idéntico, os remitimos a la descripción anterior para el montaje de los componentes.

En este circuito hay dos transformadores balum indicados con las siglas L2 y L3, que necesariamente debéis autoconstruir siguiendo las instrucciones siguientes.

Balum L2

Tomar dos trozos de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm de diámetro y unos 5 cm de largo. Lijar los extremos de un solo hilo y estañarlos, de modo que se pueda distinguir fácilmente del otro hilo una vez que ambos estén devanados en el interior del núcleo.

El esquema de montaje de estos dos hilos en el interior del núcleo del transformador balum que hallaréis en el kit, se ve en el fig. 16 y está compuesto por dos espiras bifilares obtenidas devanando juntos y en el mismo sentido los dos hilos cortados anteriormente.

Suponiendo que el inicio del hilo 1 lo indicamos con la letra A y el final con la letra B, el inicio del hilo 2 con la letra C y el final con la letra D, las conexiones a efectuar una vez realizado el devanado serán:

Inicio A = al colector del transistor BFR99

Final B = al hilo inicio C

Final D = a la masa del circuito.

Los dos hilos B-C unidos entre sí, se conectarán al condensador C4 de 47 pF

que lleva la señal a la base del transistor final TR3.

En el circuito impreso que suministramos están señaladas las cuatro letras A-B-C-D para identificar la conexión de estos terminales sin posibilidad de error.

Balum L3

Para este segundo balum es necesario efectuar un devanado trifilar. Es decir, en el interior del transformador habrá que devanar dos espiras de tres hilos juntos.

Así pues tomad tres trozos de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm de diámetro y 5 cm de largo. En el primero no lijéis el esmalte aislante, en el segundo lijad los dos extremos y en el tercero, además de lijar los dos extremos para eliminar el esmalte protector, estañad los terminales. De ese modo, una vez efectuado el devanado, podréis distinguirlos unos de otros. Como de costumbre, indicaremos los tres hilos de ese modo:

Hilo 1 no lijado = A inicio-B final

Hilo 2 lijado = C inicio-D final

Hilo 3 estañado = E inicio-F final,

teniendo presente esta tabla de identificación, las conexiones a efectuar son:

Inicio A = al colector del BFR36

Final B = al hilo inicio C del segundo hilo

Final D = al hilo inicio E del tercer hilo

Final F = al positivo del alimentación de 12 volt.

Los dos hilos B-C unidos entre sí, se conectarán luego al condensador de salida C7 de 1.000 pF

Si insertáis los hilos en los orificios correspondientes a las letras grabadas en el circuito impreso, las pistas existentes efectuarán las conexiones necesarias entre inicio y final de los devanados. Os recordamos que invirtiendo por error un solo extremo de los devanados, el circuito no podrá funcionar.

Como ya hemos mencionado, este amplificador de banda ancha permite obtener en salida una señal de 100 milivat. constantes de potencia en toda la gama de frecuencias que va de 40 a 300 MHz.

Limitando la excursión de la frecuencia de trabajo de este amplificador a la

En caso de dificultad

En estos circuitos, tanto el LX647, el LX648, o cualquiera de los otros ejemplos de osciladores que se lleven a efecto, se presenta un problema a la hora de localizar una anomalía, la radiofrecuencia afecta a las medidas que se realizan con voltímetro y, en determinados puntos, el conectar un voltímetro afecta al funcionamiento del circuito.

Con la utilización de un oscilador se puede ver si se genera radiofrecuencia y si ésta se «pierde» en algún paso, como simple referencia ya que las diferentes impedancias en cada punto nos pueden llegar a equivocar en cuanto a que haya mayor o menor amplificación; aparte de esto, al no disponer de osciloscopios que alcancen las frecuencias a que trabajan estos osciladores, en la pantalla aparecerá una banda borrosa. Conviene pues comprobar la adecuada posición de cada componente y comprobar sus características eléctricas fuera del circuito cuando se tengan dudas de su funcionamiento y prestar una especial atención a la construcción de las bobinas, sobre todo a la conexión correcta de las dobles o triples montadas sobre ferritas.

No olvidar nunca cargar el circuito con 75 ohm. tanto cuando se esté utilizando como cuando se esté buscando una anomalía.

gama de 50 a 150 MHz, es posible obtener en salida una potencia mayor, igual a unos 150 miliwat. La modificación a introducir en el circuito para obtener este funcionamiento es muy sencilla. En efecto, basta añadir en paralelo a la resistencia R6, en el emisor de TR2, un condensador cerámico de 390 pF.

Con tal condensador, como se ve en el gráfico de la fig. 13, se logra obtener en salida 150 miliwat. hasta en 145-150 MHz, luego 100 miliwat. de ahí a los 220 MHz y a partir de esta última frecuencia, la potencia en salida disminuirá a 50 miliwat.

Ultimos consejos

Si utilizáis estos osciladores para excitar amplificadores AF de potencia, conviene introducir todo el circuito en un pequeño contenedor metálico, de modo que quede totalmente blindado.

Sin esta protección podría suceder que la señal del paso final, a causa de su potencia, influya en la bobina del oscilador haciendo variar así la frecuencia generada por éste. En consecuencia, el circuito podría «enloquecer», perdiendo la estabilidad de enganche.

Para prevenir tal inconveniente, los circuitos impresos de los osciladores cuyo montaje os hemos propuesto (ver fig. 10 y 14) están dimensionados para poder introducirlos en dos contenedores

que nosotros mismos podemos suministrarlos.

Si se desea realizar un diseño con características profesionales, sería además necesario conectar el hilo que lleva la tensión a los diodos varicap y el que lleva la tensión de alimentación de 12 volt. positivos al interior de la caja metálica empleada para blindar el circuito, mediante dos condensadores pasantes de 1.000 pF.

Estos condensadores, cuyo cuerpo irá soldado al metal de la caja misma, evitan que eventuales residuos de AF, siempre presentes en un transmisor, puedan entrar en el interior de la caja de estos dos hilos de conexión.

Por último aconsejamos no montar nunca rígidamente la caja contenedora del oscilador sobre el circuito impreso (o sobre el mueble contenedor), para evitar eventuales efectos microfónicos que pueden tener lugar cuando la bobina L1 del oscilador está devanada al aire.

En efecto, cualquier pequeña oscilación del contenedor repercute en la bobina del oscilador y precisamente por este motivo hay muchas veces inexplicables zumbidos de 50 Hz en la portadora AF, provocados simplemente por las vibraciones del transformador de alimentación o las aletas de refrigeración.

Para evitar todo ello, podríais efectuar unos orificios en el circuito impreso de modo que se pudiera introducir gomitas pasa-hilo en las cuales fijar la caja, obteniendo así un eficaz sistema «amortiguador».

De cualquier modo no debéis olvidar que de esa manera no podrá llegar al circuito la «masa». Por tanto tendréis que soldar sobre la caja un hilo que a su vez esté conectado a la masa de alimentación.

Cuando realicéis uno de los osciladores presentados en este artículo, deberéis comprobar siempre, con la ayuda de un frecuencímetro digital, si éste consigue cubrir la gama deseada.

Si, por ejemplo, queréis realizar un oscilador para la gama CB, deberéis comprobar si aplicando a los diodos varicap una tensión de 0 a 5 volt., se consigue cubrir la gama de 25 a 29 MHz. Si con tal tensión se logra cubrir de 27 a 40 MHz, aumentad el número de espiras para reconducir el oscilador a la exacta zona de trabajo.

En un oscilador a utilizar para la gama FM, de 88 a 108 MHz, es necesario obtener una excursión que vaya de un mínimo de 87 MHz a 109 MHz al menos. Si con 0 volt. tal oscilador genera una frecuencia de 75 MHz y con 5 volt. alcanzase los 108 MHz, sería conveniente reducir las espiras de la bobina L1 de modo que con 0 volt. se inicie en 82 MHz y con 5 volt. se llegue a 114 MHz. En efecto, de ese modo la excursión del oscilador en función de la tensión de control, resulta más centrada respecto a la gama de frecuencia utilizada y el circuito del PLL trabajará en condiciones más favorables y con un enganche más estable. ■

Un transistor llamado Uniunión

Aunque el origen de este particular transistor sea anterior al de los demás semiconductores más corrientes, aún no ha tenido una amplia difusión en el campo de la electrónica porque su aplicación era limitada hasta hace un tiempo. No obstante, los resultados obtenidos mediante su aplicación en determinados circuitos han contribuido a su plena rehabilitación, por lo cual se impone un detallado estudio sobre este componente.

Al tratar sobre algún componente electrónico nos atuviésemos estrictamente a su fecha de nacimiento, es probable que el transistor unijunction nunca hubiera hallado un lugar en estas páginas, ya que sus primeras aplicaciones son incluso anteriores al descubrimiento y la aplicación de los transistores normales.

¿Qué nos ha llevado a «desempolvar» este semiconductor, que ciertamente no es el último grito de la tecnología moderna, y precisamente nosotros, que tratamos de mantenernos siempre al día en las técnicas más avanzadas de la electrónica aplicada?

La explicación de lo que podría parecer una contradicción reside en el hecho de que el transistor unijunction, al haber sido empleado en el pasado para muy concretas aplicaciones, no es muy conocido por los aficionados a la electrónica aplicada.

Pero dado que estamos decididos a aprovechar sus características en futuros montajes, nos sentimos en la obligación de darlo previamente a conocer, de modo que al llegar a vuestras manos uno de estos componentes, sepáis utilizarlo de la manera más procedente. Hasta hace relativamente poco, su utilización se había limitado a algunas apli-

caciones. Pero últimamente se han descubierto una infinidad de posibilidades en que este transistor resulta de gran utilidad.

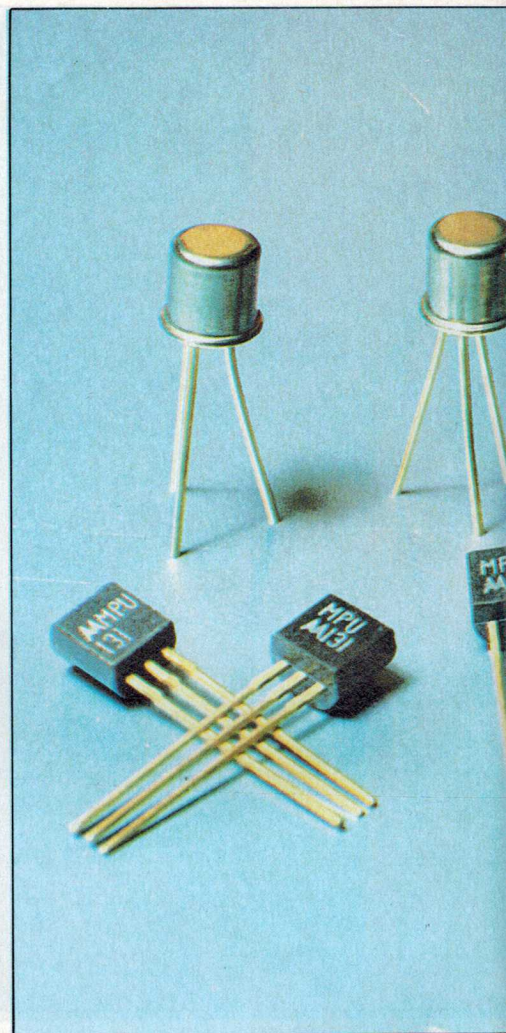
En efecto, con él se puede realizar un oscilador sinusoidal de gran estabilidad, circuitos de temporización, generadores de impulsos de formas distintas, multivibradores, convertidores analógico-digitales, divisores de frecuencia, etc., funciones que lo hacen muy interesante porque además, a diferencia de los transistores normales, presenta la característica de resultar insensible a la temperatura y por tanto carece de los inconvenientes inherentes a los semiconductores en general.

De todas formas, como de costumbre, os describiremos las aplicaciones más singulares e importantes con ejemplos de utilización práctica en circuitos electrónicos del transistor unijunction.

Aun así, será oportuno efectuar una breve disertación sobre la composición interna de este semiconductor que exteriormente se puede confundir con cualquier transistor normal.

Constitución del transistor unijunction

Como construcción, éste consta de una barra de silicio tipo «N» dotada de dos terminales en sus extremos y de una pequeña zona de material «P» que

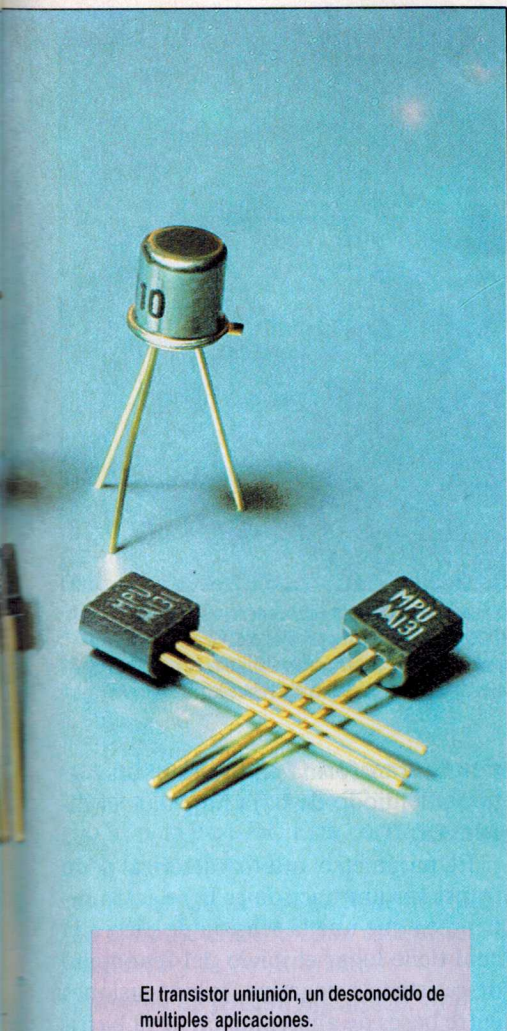


se encuentra situada entre los dos extremos de la barra, pero asimétricamente respecto al centro, es decir, más cerca de un extremo que de otro.

La fig. 1 servirá para que os hagáis una idea más concreta de cuanto hemos afirmado. En la misma figura hallaréis además las denominaciones de los terminales, que se llaman respectivamente: emisor (que es el terminal correspondiente a la junction «P»), base 1 (que siempre estará conectada al negativo de alimentación) y base 2 (que en cambio estará conectada al positivo de alimentación).

El factor principal que caracteriza el funcionamiento de un transistor unijunction reside en la resistividad presentada por la barra (resistencia puramente óhmica, por tanto de valor variable según el punto en que se mide) que conecta las dos bases.

Esta resistividad, dependiendo del tipo de transistor, varía hasta un máximo de 10.000 ohm.



El transistor uniunión, un desconocido de múltiples aplicaciones.

mal o de un transistor a efecto de campo (fet), en la fig. 3 reproducimos la representación gráfica de estos tres componentes.

Como podéis constatar, el símbolo del transistor uniunión se asemeja extraordinariamente tanto al de un transistor normal cuanto al de un fet, del cual se diferencia sólo por la disposición del terminal «emisor». En el fet se denomina drain y resulta totalmente horizontal respecto a las dos patillas de gate y de source, mientras que en el uniunión se representa claramente inclinado.

Con este medio las casas fabricantes y las revistas técnicas más difundidas han cubierto la necesidad de evitar cualquier duda o confusión.

En la misma figura hallaréis también señalados los distintos terminales que, como ya hemos dicho, se denominan respectivamente emisor-base 1-base 2.

Asimismo reproducimos en el dibujo la efectiva disposición de los terminales tal y como se encuentran en el zócalo de un transistor uniunión.

Como podéis comprobar, tal disposición no resulta muy distinta de la de los transistores normales.

Si no disponéis de un transistor uniunión

Incluso quienes no están muy familiarizados con los circuitos electrónicos saben que prácticamente no es posible sustituir, en un esquema, un transistor por un fet a causa de las distintas características de ambos componentes.

En cambio sí se puede sustituir un transistor uniunión por un circuito que comprenda dos transistores. Esta aclaración puede ser de utilidad para quienes desean realizar un montaje en el que figura un transistor uniunión y no consiguen encontrar tal componente en el mercado.

Ciertamente, el sistema que indicaremos no es el más económico, ya que en lugar del transistor uniunión son necesarios dos transistores clásicos —uno de tipo NPN y otro PNP— más dos resistencias cuyo valor se determina experimentalmente, según los transistores utilizados.

El circuito de la fig. 4 está referido al caso en que los dos transistores utilizados sean componentes de silicio que

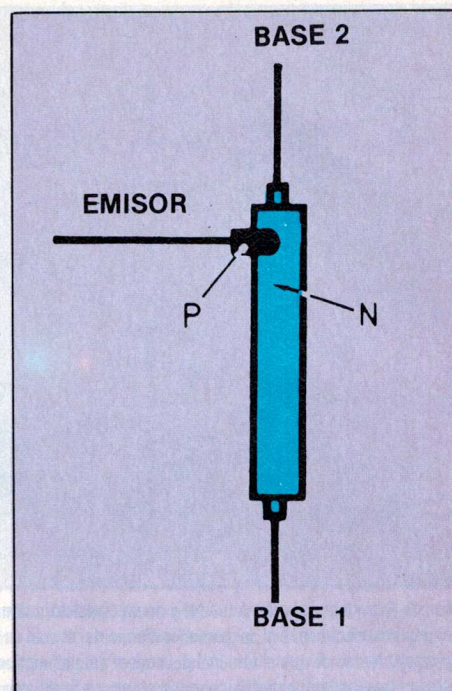


Figura 1. Como características de construcción, el transistor uniunión se presenta como una barra de material N en la cual se ha introducido una «junction» P. Los extremos de la barra N llevan dos terminales que corresponden a las dos bases, mientras que la «junction» P está conectada al terminal que corresponde al emisor.

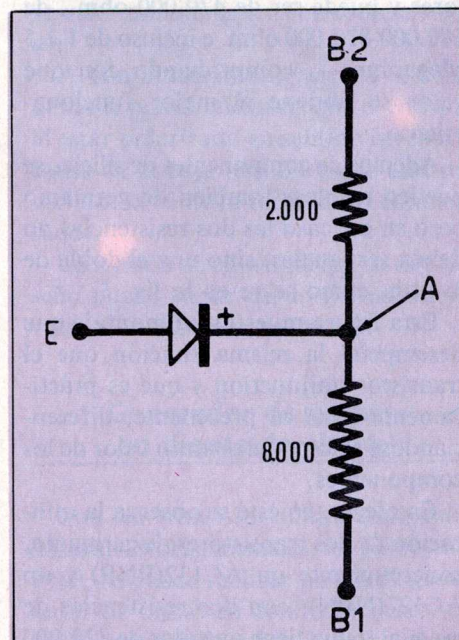


Figura 2. Funcionalmente, el transistor uniunión es semejante a un diodo en cuyo cátodo (polo positivo) se ha insertado un divisor compuesto por dos resistencias de distinto valor. El punto A corresponde al punto en que está insertada la «junction» P y el valor de las dos resistencias corresponde al valor resistivo existente, en condiciones normales, entre dicho punto y los extremos de la barra. El distinto valor se debe al hecho de que la «junction» P no está situada en el centro de la barra N.

Representación gráfica del transistor uniunión

Para que el lector, al observar un circuito eléctrico, sepa distinguir un transistor uniunión de un transistor nor-

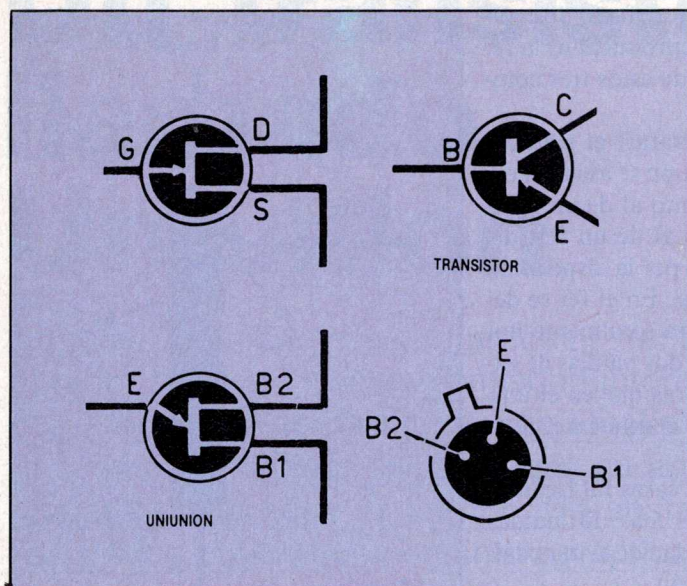


Figura 3. Entre los símbolos de un fet y de un transistor normal, el símbolo del unijunction se aproxima mucho más al del primer componente, al cual es prácticamente idéntico si excluimos el hecho de que el terminal del emisor del unijunction resulta muy inclinado. También son tres los terminales de conexión, como en la mayoría de los transistores, sólo que en este caso varía su disposición y su denominación.

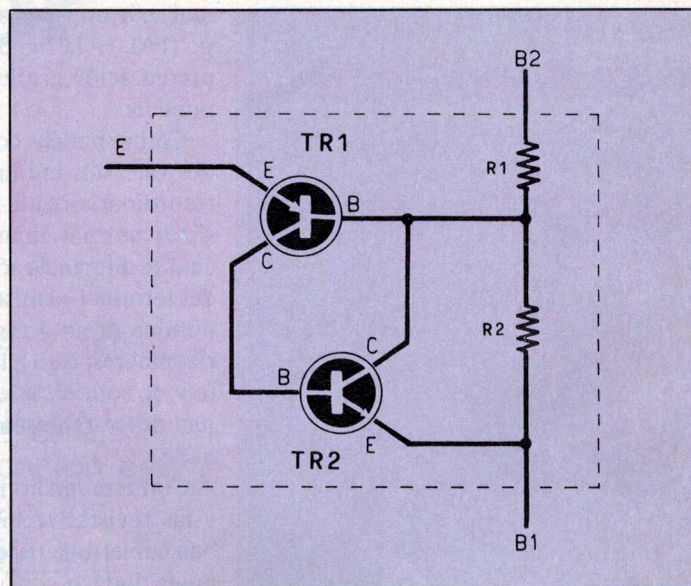


Figura 4. El transistor unijunction puede sustituirse por un circuito formado por dos transistores normales de silicio, uno NPN y el otro PNP (tipo, por ejemplo, un BC107 y un BC177) y dos resistencias totalmente iguales. Como explicamos en el artículo, el valor de R1 y R2 se elige experimentalmente, dentro de una gama comprendida entre los 470.000 ohm. y 1,5 Megaohm.

estén conectados como en el dibujo.

Con estos componentes, las resistencias necesarias deben ser forzosamente de igual valor —que, como hemos dicho, se elige en función de los transistores y puede ser de 470.000 ohm., de 680.000-820.000 ohm. e incluso de 1-1,5 Megaohm.—, comprobando con qué valor se obtiene el mejor funcionamiento.

Además de componentes de silicio, se pueden emplear también de germanio pero en ese caso las dos resistencias no deben ser iguales, sino una el doble de la otra, como se ve en la fig. 5.

Esta figura muestra un montaje que desempeña la misma función que el transistor unijunction y que es prácticamente igual al precedente, diferenciándose sólo por el distinto valor de los componentes.

En efecto, en éste se observa la utilización de dos transistores de germanio, concretamente un AC132(PNP) y un AC127(NPN), con dos resistencias de las cuales una tiene un valor de 820.000 ohm. y la otra de 1,5 Megaohm., prácticamente el doble de la primera, como habíamos explicado.

Funcionamiento del transistor unijunction

En ausencia de corriente de emisor, la barra de silicio se comportará como

un simple divisor de tensión, de la cual aparecerá una pequeña parte también en el emisor.

Esta pequeña parte de tensión, siempre refiriéndonos a la fig. 2, será netamente inferior a la existente en los extremos de la resistencia de la base B1. Por tanto, el emisor estará polarizado en sentido inverso y en él hallaremos sólo una debilísima corriente, la corriente de fuga (de valor comprendido entre un mínimo de un nanoamperio y un máximo de pocos microamperios), precisamente como si estuviésemos ante un diodo de silicio polarizado en sentido inverso con una impedancia de entrada del orden de unos cuantos Megaohm.

Si probamos a aumentar gradualmente la tensión de emisor, llegaremos a un punto en que dicha tensión será superior que la existente en los extremos de la base B1 y entonces el emisor resultará polarizado directamente.

Desde este instante asistiremos a un fenómeno especial de reacción concatenada. En efecto, notaremos un aumento de la conductibilidad de la barra de silicio, una disminución de su resistividad y por tanto un aumento de la corriente de emisor.

Este aumento de corriente comporta un ulterior aumento de la conductibilidad de la barra, hasta que la junction entra en saturación y cesa el fenómeno de la resistividad. El transistor unijunc-

tion se transforma entonces en una especie de diodo de baja impedancia dinámica.

El parámetro que caracteriza a un transistor unijunction es la relación intrínseca que une la tensión de pico a la cual tiene lugar el inicio del fenómeno de resistencia negativa, y las tensiones entre bases de alimentación de la barra de silicio. Llegados a este punto, será conveniente dar una ojeada al diagrama de la fig. 6.

Esta relación depende solamente de la geometría de construcción propia del transistor y resulta poco influenciada tanto a la tensión de alimentación como a variaciones de temperatura. Por tanto, aun con una ligerísima compensación, se puede llegar a una estabilización de esta relación del orden del 0,001 por 100 C.

Ahora es el momento de mencionar brevemente los principales valores de funcionamiento del transistor unijunction, valores que dependen de detalles de fabricación en los que no vamos a entrar, limitándonos al plano general.

Corriente modulada interbase: Corriente de la base B2 en zona de saturación. Indica la ganancia efectiva en corriente entre emisor y base B2.

Corriente de pico: Corriente mínima de emisor para provocar el desbloqueo del transistor.

Corriente inversa de emisor: Corriente

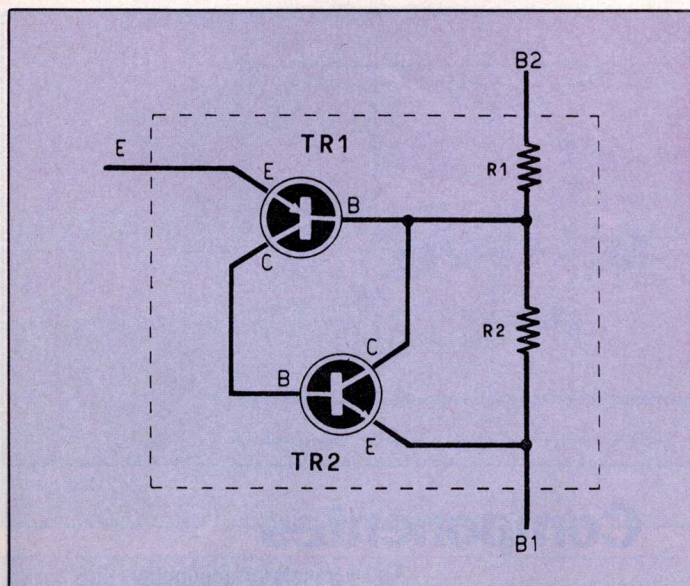


Figura 5. Si en vez de transistores de silicio, deseáis utilizar dos transistores de germanio —por ejemplo un NPN tipo AC127 y un PNP tipo AC132—, podéis utilizar el mismo circuito precedente pero las resistencias deben ser una de doble valor que la otra. En este caso específico, si la resistencia R2 es de 1,5 Megaohm, R1 deberá tener un valor de 820.000 ohm.

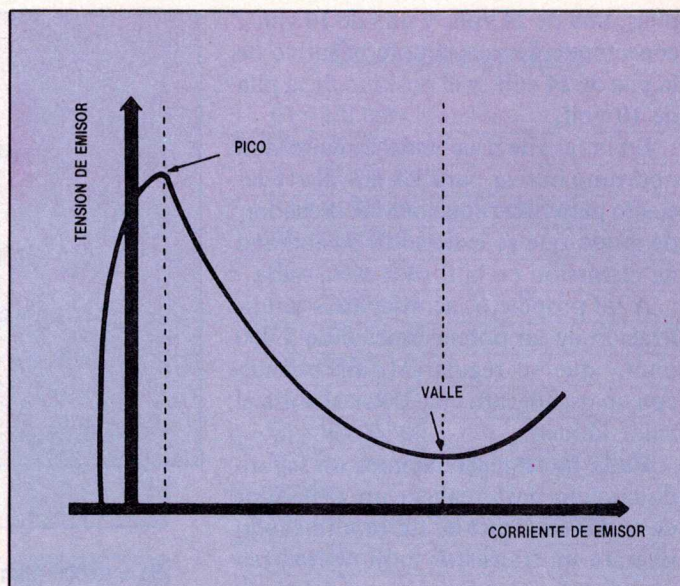


Figura 6. Los parámetros de utilización de los transistores unijunction son los que aparecen en el gráfico y dependen de las características de construcción del semiconductor concreto que se vaya a emplear. La tensión de pico es la que pone en conducción al transistor, que sigue conduciendo hasta que la tensión cae al punto de «valle», punto en el cual quedará bloqueado.

medida aplicando una tensión inversa entre el emisor y la base B2, manteniendo libre la base B1. Esta corriente varía con la temperatura.

Corriente de valle: Corriente de emisor en el límite entre la zona de resistencia negativa y la de saturación.

Relación de tensión intrínseca: El parámetro más importante de un transistor unijunction y que determina sus cualidades. Está determinado por las características geométricas del transistor y es prácticamente independiente tanto de la tensión de alimentación como de la temperatura.

Resistencia de base RB1 y RB2: Resistencia de la barra comprendida entre el emisor y la base B1 (para RB1) y la base B2 (para RB2).

Tensión de difusión de emisor: Tensión equivalente de emisor con un valor de unos 0,7 volt., a 25° C, y depende de la temperatura a razón de una disminución de 3 mV por cada grado centígrado.

Tensión de pico: Tensión de emisor a la cual se desbloquea el fenómeno de la resistencia negativa. Dicha tensión disminuye al aumentar la temperatura, con el mismo porcentaje que la tensión de difusión, pero esta variación se puede compensar con una resistencia de pequeño valor insertada en serie con la base B2.

Sistemas de utilización del transistor unijunction

Ahora trataremos de los varios métodos de uso de este especial transistor, poniendo ejemplos de los circuitos más idóneos para hacerlo funcionar en las condiciones más favorables para obtener el mejor resultado.

Oscilador de relajación

En la fig. 7 os mostramos cómo se puede obtener un oscilador de relajación con la ayuda de un transistor unijunction acoplado a un normal transistor de BF, un NPN de silicio tipo BC107.

La frecuencia de oscilación se puede variar modificando los valores de R1 y C1. También hay que señalar que en lugar de la impedancia Z1 se puede insertar una resistencia óhmica normal. Hablando del funcionamiento, diremos que cuando el condensador C1 se carga a través de la resistencia R1, la tensión de emisor aumenta de valor, aproximándose al de alimentación.

Cuando esta tensión llega a su valor de cresta, el emisor —que estaba polarizado en sentido inverso— se encuentra ahora polarizado directamente y la

resistencia dinámica entre el emisor y la base B1 cae a valores muy bajos.

La consecuencia directa de esta situación consiste en la descarga del condensador a través del emisor, volviendo a su valor mínimo la tensión sobre el emisor.

A continuación recomienza el ciclo desde el punto inicial en que el emisor, al estar polarizado en sentido inverso a causa de la baja tensión a que está sometido, permite la recarga del condensador.

La tensión de alimentación de este diseño puede variar de un mínimo de 6 volt. a un máximo de 20 volt.

Generador de ondas en diente de sierra

Con un transistor unijunction más dos transistores normales, un NPN y un PNP, se puede realizar un eficaz generador de ondas en diente de sierra.

El esquema eléctrico de la fig. 8 corresponde a este diseño. La frecuencia de oscilación, también en este caso, puede variarse previa sustitución de la resistencia R2 o del condensador C1 por otros componentes de valor distinto al indicado en la lista de componentes.

La única dificultad previsible al realizar este diseño reside en la alimentación, que debe verificarse mediante dos

pilas, una de 24 volt. y una de 10 volt., conectando a masa el polo negativo de la pila de 24 volt. y el positivo de la pila de 10 volt.

En la fase de prueba del circuito será oportuno buscar para R5 un valor adecuado para hacer funcionar el oscilador, de modo que se evite toda posibilidad de distorsión en la forma de la onda.

A tal propósito, aconsejamos la utilización de un potenciómetro de 5.000 ohm., que se regulará comprobando con un oscilógrafo cuando se alcanza el valor idóneo.

En la fig. 9 reproducimos un segundo circuito para realizar un generador de ondas en diente de sierra, utilizando siempre un transistor unijunction, pero un solo transistor —un NPN de silicio— que acoplaréis al unijunction con la base directamente conectada al emisor de este último.

La ventaja que este esquema comporta reside en que se puede utilizar una sola fuente de alimentación, en este caso de 20 volt.

También con este esquema se puede variar la frecuencia de oscilación actuando sobre el valor de la resistencia R4 o el de condensadores C1 y C2, teniendo presente que el condensador C2 debe tener siempre una capacidad igual a la mitad de la que presente C1.

Generador en diente de sierra

Un último generador de ondas en diente de sierra es el que representa la fig. 10, que prevé la utilización (como se ve en el esquema eléctrico) de un transistor unijunction más dos transistores —un NPN y un PNP— montados como amplificadores con salida de baja impedancia.

Las particularidades de este circuito consisten fundamentalmente en generar ondas en diente de sierra muy estables y perfectas.

La frecuencia del generador se puede variar, como de costumbre, modificando el valor de la resistencia R3 y del condensador C1.

Hacemos notar que la tensión de alimentación debe ser rigurosamente estabilizada, ya que las variaciones de tensión pueden provocar también variaciones de frecuencia, cosa que hemos com-

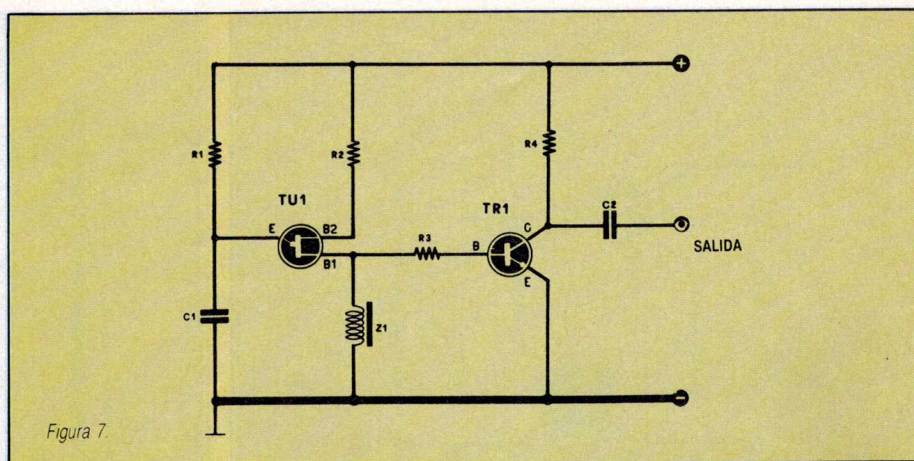


Figura 7.

Componentes

R1 = 10.000 ohm.

R2 = 470 ohm.

R3 = 220 ohm.

R4 = 220 ohm.

C1 = 100.000 pF

C2 = 100.000 pF

TU1 = transistor unijunction tipo 2N2646

TR1 = transistor PNP tipo BC177

Z1 = impedancia de 500 milihenrios

Alimentación = 9 volt.

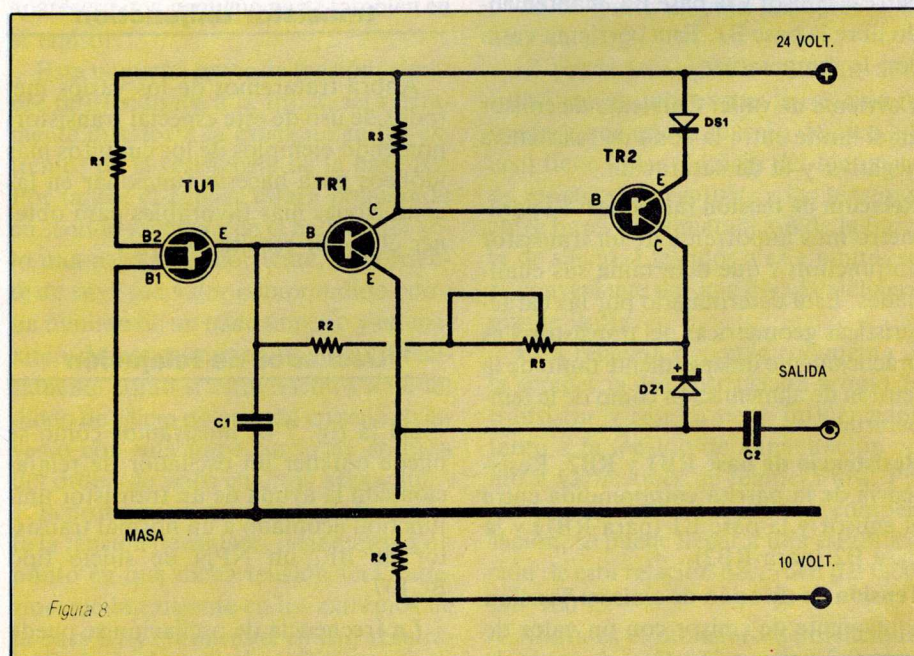


Figura 8.

Componentes

R1 = 680 ohm.

R2 = 1.000 ohm.

R3 = 1.500 ohm.

R4 = 3.900 ohm.

R5 = 5.000 ohm. potenciómetro

C1 = 1.000 pF

C2 = 100.000 pF

DS1 = diodo de silicio tipo 1N4154

DZ1 = diodo Zener de 5,6 volt.

TU1 = transistor unijunction tipo 2N2446

TR1 = transistor NPN de silicio tipo BC107

TR2 = transistor PNP de silicio tipo BC177

Alimentación doble = 24 volt. y 10 volt.

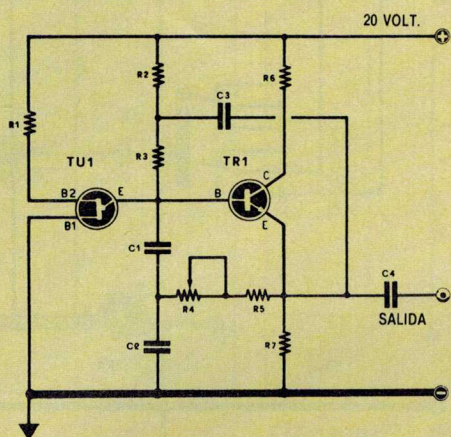


Figura 9

Componentes

R1 = 330 ohm.
 R2 = 12.000 ohm.
 R3 = 22.000 ohm.
 R4 = 10.000 ohm. potenciómetro
 R5 = 12.000 ohm.
 R6 = 1.000 ohm.
 R7 = 2.200 ohm.
 C1 = 100.000 pF
 C2 = 50.000 pF
 C3 = 1 micro F
 C4 = 100.000 pF
 TU1 = transistor unijunction tipo 2N2646
 TR1 = transistor NPN tipo BC107
 Alimentación a 20 volt.

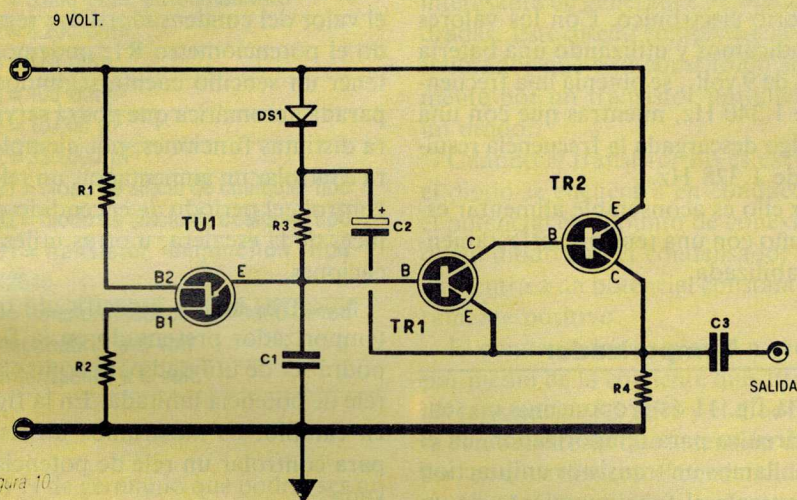


Figura 10

Componentes

R1 = 100 ohm.
 R2 = 22 ohm.
 R3 = 10.000 ohm.
 R4 = 470 ohm.
 C1 = 100.000 pF
 C2 = 100 micro F 12 V/I electrolítico
 C3 = 100.000 pF
 DS1 = diodo de silicio de cualquier tipo
 TU1 = transistor unijunction tipo 2N2646
 TR1 = transistor NPN tipo BC107
 TR2 = transistor PNP tipo BC177
 Alimentación = 12 volt.

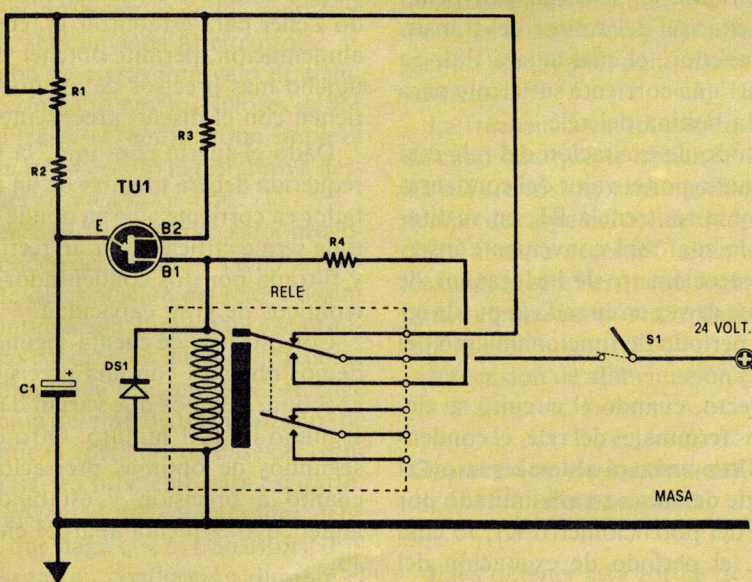


Figura 11

Componentes

R1 = 1 megaohm potenciómetro
 R2 = 100.000 ohm.
 R3 = 330 ohm.
 R4 = 330 ohm. 2 wat.
 C1 = 100 micro F 25 V/I electrolítico
 DS1 = diodo de silicio de cualquier tipo
 TU1 = transistor unijunction tipo SN2646
 Relé de 12 volt. con impedancia de 150 a 300 ohm.

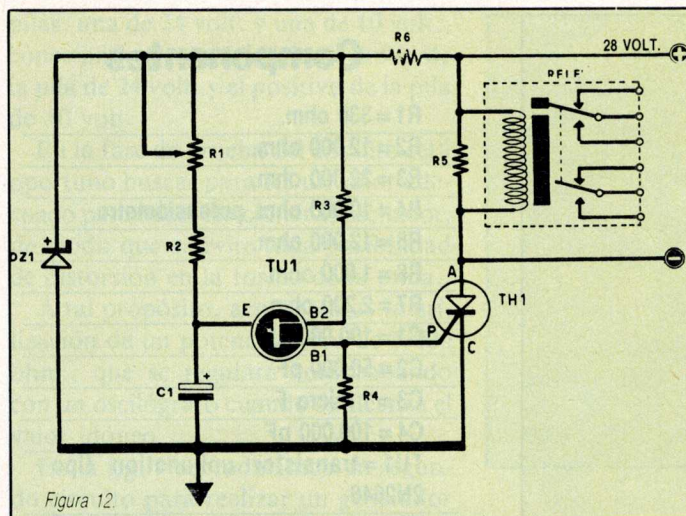


Figura 12.

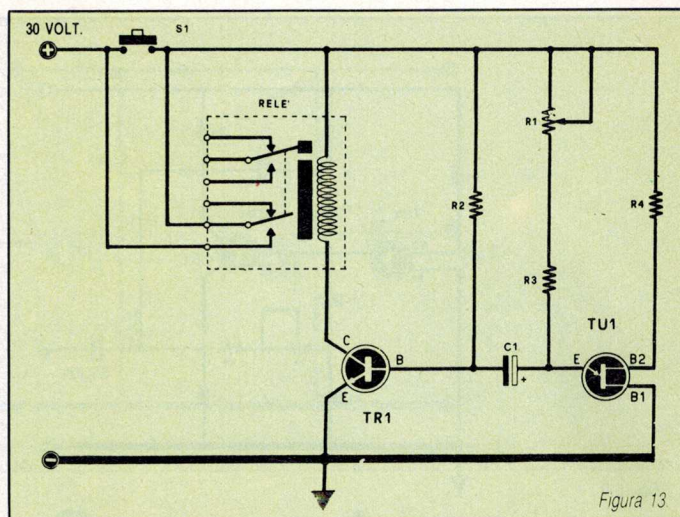


Figura 13.

Componentes

R1 = 50.000 ohm. potenciómetro.
 R2 = 2.200 ohm.
 R3 = 150 ohm.
 R4 = 27 ohm.
 R5 = 1.000 ohm. 2 wat.
 R6 = 560 ohm.
 C1 = 100 micro F 30 V/l electrolítico.
 DZ1 = diodo Zener de 18 volt. 1 wat.
 TH1 = diodo SCR de 6 amperios.
 TU1 = transistor unijunction tipo 2N2646
 Relé de 24 volt. 0,5 amperios de excitación

Componentes

R1 = 10.000 ohm. potenciómetro.
 R2 = 27.000 ohm.
 R3 = 1.000 ohm.
 R4 = 470 ohm.
 C1 = 5 micro F V/l electrolítico.
 TU1 = transistor NPN tipo AC127
 S1 = pulsador
 Relé de 1.000 ohm.
 Alimentación a 30 volt.

probado nosotros mismos en nuestro laboratorio electrónico. Con los valores que indicamos y utilizando una batería nueva de 9 volt., se obtenía una frecuencia de 1.340 Hz, mientras que con una pila algo descargada la frecuencia resultaba de 1.328 Hz.

Por ello es aconsejable alimentar este diseño con una tensión perfectamente estabilizada.

Temporizador

En la fig. 11 os proponemos un sencillo circuito para temporizador, en el cual hallamos un transistor unijunction que controla el funcionamiento de un relé.

Cuando se presiona el pulsador S1, el circuito se encuentra bajo tensión y el condensador C1 se carga, provocando la excitación del emisor del transistor unijunction, el cual dejará fluir en la base B1 una corriente suficiente para excitar la bobina del relé.

El tiempo de excitación del relé está determinado por el valor del condensador C1 y la resistencia R1, en sustitución de la cual será conveniente insertar un potenciómetro de 1 Megaohm, de modo que de vez en cuando se pueda regular el período de funcionamiento del relé.

En efecto, cuando el circuito se cierra en los terminales del relé, el condensador C1 comenzará a descargarse y el tiempo de descarga estará limitado por el valor del potenciómetro R1, lo cual regulará el período de excitación del relé.

Variando la tensión de alimentación

—que en nuestro diseño es de 24 v.—, el valor del condensador C1 y regulando el potenciómetro R1, podemos obtener un sencillo cuenta-segundos con parada automática que podrá servir para distintas funciones, por ejemplo para controlar un aumentador, un relé que controla el período de encendido de las luces de la escalera, u otras útiles aplicaciones.

Nosotros hemos especificado que el temporizador presentado en la fig. 11 podrá ser de utilidad para controlar un relé de potencia limitada. En la fig. 12, en cambio, os mostramos un sistema para controlar un relé de potencia elevada.

Este diseño, que además del transistor unijunction comporta también la utilización de un diodo controlado (o SCR) para controlar el relé, más un diodo Zener para estabilizar la tensión de alimentación, permite obtener tiempos mucho más precisos de los que se obtienen con el diseño precedente.

Dado el fuerte consumo, la tensión requerida deberá tomarse de un alimentador en corriente alterna donde esta última será rectificada por un rectificador y filtrada por dos condensadores electrolíticos de gran capacidad.

Con este tipo de cuenta-segundos podemos obtener, con una precisión casi absoluta, tiempos que varían de medio segundo hasta 1 minuto. Otro cuenta-segundos de óptimas prestaciones en cuanto a precisión y estabilidad, es aquél cuyo esquema aparece en la fig. 13.

En éste, acoplado al transistor unijunction, hallamos un normal transis-

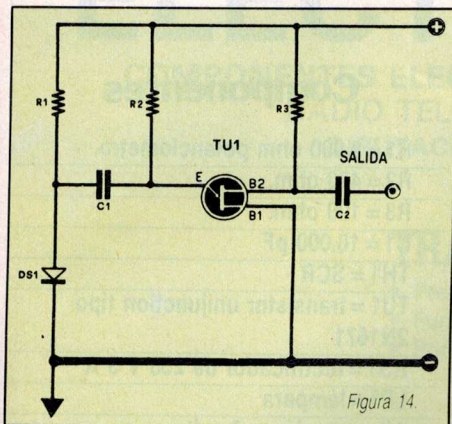


Figura 14.

Componentes

R1 = 5.000 ohm. potenciómetro

R2 = 8.200 ohm.

R3 = 470 ohm.

R4 = 100 ohm.

C1 = 10.000 pF

C2 = 330.000 pF

RS1 = diodo de silicio de cualquier tipo

RS2 = diodo de silicio de cualquier tipo

TU1 = transistor unijunction tipo 2N2646

T1 = transformador con primario de red y secundario a 6 volt.

Alimentación a 6 volt.

tor NPN de germanio que podría ser un AC127 u otros similares.

Cerrando momentáneamente el pulsador S1, el transistor entra en conducción provocando la excitación del relé.

La tensión, a través de los contactos del relé, será enviada al circuito.

Al cabo de cierto intervalo de tiempo, determinado por los valores de R1 y C1, el transistor unijunction empieza a conducir, causando la progresiva descarga del condensador C1.

Al descargarse, el condensador provoca el bloqueo del transistor TR1 y la consiguiente desexcitación del relé. Pulsando a continuación el pulsador, se restablecen las condiciones iniciales de reposo.

El valor de la resistencia R2 se elige en función del tipo de relé utilizado, de modo que la corriente de base del transistor TR1 sea suficiente para excitarlo.

La capacidad del condensador debe ser tal, que haga que el transistor NPN permanezca en conducción durante el tiempo requerido.

La tensión de alimentación es de 30 v.

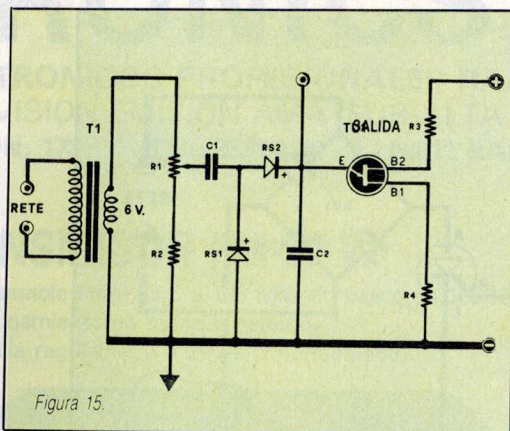


Figura 15.

Generador de ondas cuadradas

En la fig. 14 reproducimos un diseño interesante de generador de ondas cuadradas. Este diseño comprende un multivibrador que está constituido simplemente por un transistor unijunction y un diodo.

Cuando el transistor no es excitado, el diodo se encuentra en conducción y el potencial en el punto de conexión de dicho diodo con el condensador C1 se encuentra a un potencial constante ligeramente positivo.

El condensador comienza a cargarse por medio de la corriente que atraviesa las resistencias R2 y R3 y el diodo, hasta el momento en que la tensión de emisor, en conexión con el condensador, alcanza el valor de pico que provoca el desbloqueo del transistor y la consiguiente descarga del condensador.

Desde este momento se vuelve a las condiciones de partida, esto es, con el diodo en conducción y el transistor unijunction bloqueado, para iniciar un nuevo ciclo.

La frecuencia característica de la onda cuadrada que se obtiene en la base B2 del transistor, está regulada por el tiempo de carga del condensador, es decir, el tiempo necesario al emisor para alcanzar la tensión que se requiere para poner en conducción al transistor unijunction.

La tensión de alimentación es de 9 v.

Generador de ondas en forma de escalera

Para obtener esta forma de onda de altura decreciente en el tiempo, se utiliza el circuito de la fig. 15.

Componentes

R1 = 15.000 ohm.

R2 = 10.000 ohm.

R3 = 2.200 ohm.

C1 = 220.000 pF

C2 = 100.000 pF

DS1 = diodo de silicio de cualquier tipo

TU1 = transistor unijunction tipo 2N2646

Alimentación a 9 volt.

Como se ve en esta figura, del secundario de un transformador se toma una tensión alterna de 6 volt. que aplicada al circuito mediante el cursor del potenciómetro R1, es rectificada por los dos rectificadores RS1 y RS2 de modo que se obtengan solamente semiondas positivas.

El condensador que se encuentra insertado entre la base B1 y el emisor del transistor unijunction, sometido a una tensión de intensidad variable, se irá cargando hasta el momento en que el potencial presente en el emisor haya alcanzado la tensión de pico a la cual el transistor unijunction entra en conducción.

Llegado este momento, el condensador se descarga en un lapso de tiempo muy breve (no existe resistencia limitadora), para recomenzar su proceso de carga.

Así pues, tendremos en el emisor del transistor unijunction una onda en forma de escala durante el periodo de carga, con un brusco retorno a cero durante el periodo de descarga.

La tensión de alimentación de este montaje es de 6 volt.

Mando de potencia con un SCR

El diseño que aparece en la fig. 16 es de gran utilidad cuando se necesita regular con intensidad variable el encendido de lámparas o la velocidad de cualquier pequeño motor a CC.

Como podéis ver, los componentes utilizados en este circuito, además del habitual transistor unijunction, son: un puente de diodos capaz de soportar la tensión de red y entregar la potencia de las lámparas o del pequeño motor, y un

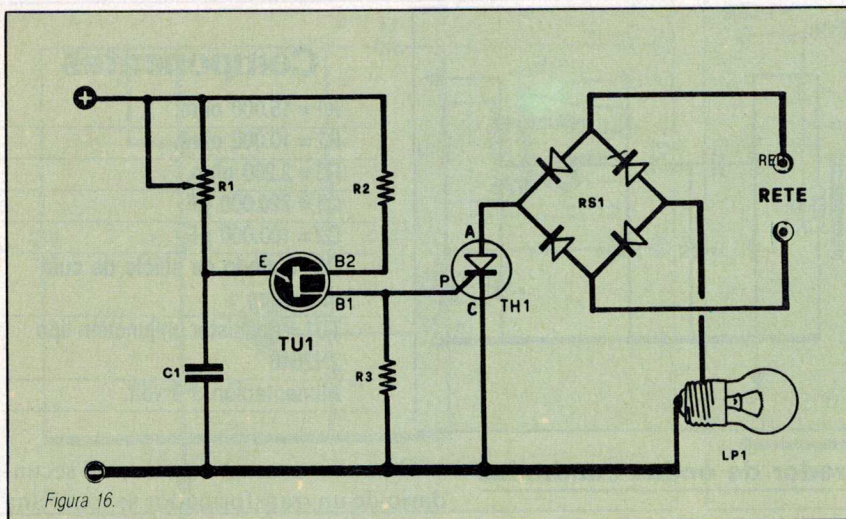


Figura 16.

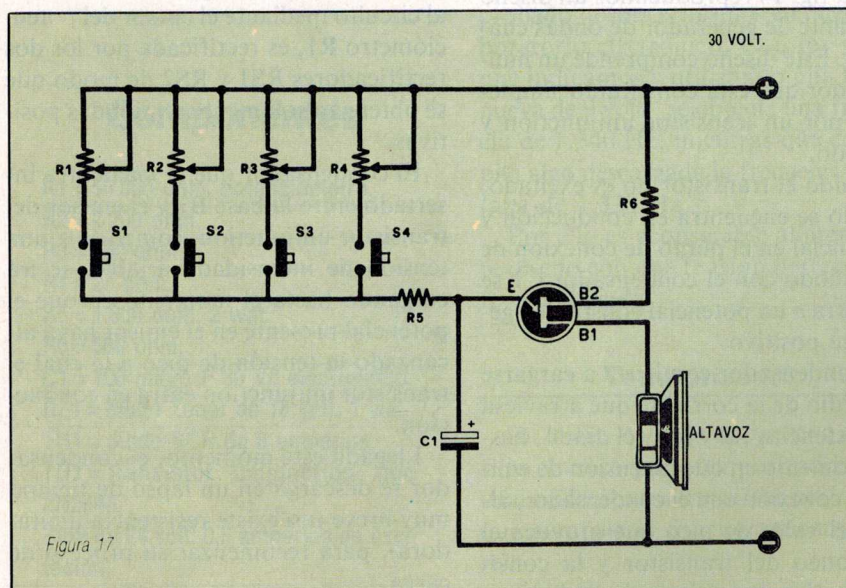


Figura 17

Componentes

R1 = 2.000 ohm potenciómetro.
 R2 = 470 ohm.
 R3 = 100 ohm.
 C1 = 10.000 pF
 TH1 = SCR
 TU1 = transistor unijunction tipo 2N1671
 RS1 = rectificador de 250 V 3 A
 LP1 = lámpara
 Alimentación a 6 volt.

Componentes

R1 = 50.000 ohm. potenciómetro.
 R2 = 50.000 ohm. potenciómetro.
 R3 = 50.000 ohm. potenciómetro.
 R4 = 50.000 ohm. potenciómetro.
 R5 = 3.300 ohm.
 R6 = 680 ohm.
 C1 = 1 micro F
 T41 = transistor unijunction tipo 2N2646
 S1-S2-S3-S4 = pulsadores
 Alimentación a 30 volt.

diodo SCR de 800 volt. capaz de soportar la corriente existente.

El transistor unijunction actúa como oscilador, suministrando picos positivos de tensión destinados a desbloquear el diodo SCR, que a su vez, al resultar excitado, hará pasar la tensión necesaria para el encendido de la luz. Ésta permanecerá encendida mientras el SCR se mantenga en estado de excitación, esto es, hasta el momento en que cese la tensión de mando procedente del unijunction.

Dado que la intensidad de salida de la tensión del SCR es proporcional a la frecuencia de los impulsos de mando a los cuales se encuentra sometido, actuando sobre el potenciómetro R1 que regula el tiempo de descarga del condensador C1 y por tanto la frecuencia de oscilación del transistor, podremos con-

trolar la intensidad luminosa de la lámpara haciéndola variar de un mínimo a un máximo según un tiempo prefijado.

Naturalmente, en lugar de la lámpara se puede poner cualquier otro aparato eléctrico que necesite una intensidad variable de tensión de alimentación con un ciclo determinado.

Avisador en distintos tonos

El sistema cuyo esquema eléctrico aparece en la fig. 17, representa un tipo de avisador con altavoces que podría sustituir con ventajas al habitualmente utilizado, que se basa en timbres.

Con tal avisador podremos obtener sonidos musicales a insertar por separado en las diferentes entradas de un piso o apartamento. Así sabremos si el eventual visitante se encuentra en la

puerta principal, en la de servicio, o en la de acceso a la finca, si se trata de un chalet.

Este sistema también puede ser de utilidad en oficinas, ya que los diferentes tonos de que dispone permiten llamar a uno u otro empleado sin necesidad de molestar al resto.

El esquema eléctrico muestra cómo el transistor unijunction funciona como oscilador a relajación, que permite obtener, simplemente cambiando el valor de una resistencia, una frecuencia musical de tonalidad variable.

Los potenciómetros R1-R2-R3-R4 se regulan de modo que al accionar uno de los pulsadores S1-S2-S3-S4, el tono obtenido sea tan diferente del resto que no dé lugar a confusiones.

Este circuito funciona con una tensión de alimentación de unos 30 volt. ■