



SELECCION TEMATICA DE TODO LO
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

12

**FUENTES
DE
ALIMENTACION**

Madrid, 1984

FUENTES DE ALIMENTACION



UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑOLES

Maiquez, 48 1º
Madrid - 9

Depósito Legal: M- 41117 - 1.983 - Impreso en Novaprint

Prohibida la reproducción total o parcial
en cualquier forma que sea, sin autoriza-
ción expresa por escrito de la Unión de -
Radioaficionados Españoles.

INDICE GENERAL

Pag.	5	FUENTES DE ALIMENTACION REGULADAS.
	5	- Estabilización.
	5	- Regulador seguidor de emisor.
	6	- Regulador de tensión serie.
	7	- Análisis simplificado.
	7	- Ejemplo.
	8	- Solución.
	10	CONSTRUCCION DE TRANSFORMADORES DE ALIMENTACION.
	10	- Generalidades.
	11	- Nociones esenciales.
	12	- Potencia del primario.
	13	- Sección del nucleo.
	14	- Número de espiras.
	15	- Elección del nucleo.
	15	- Puntos a considerar.
	18	- Simplifiquemos la "cosa".
	18	- Elección del hilo.
	18	- Ejemplo de construcción.
	24	FUENTES DE ALIMENTACION ECONOMICAS.
	27	CIRCUITOS ESTABILIZADORES DE CORRIENTE CONTINUA.
	30	INTENSIDAD DE CORRIENTES EN EL BOBINADO DE UN TRANSFORMADOR DE FUENTE DE ALIMENTACION.
	32	FUENTE DE ALIMENTACION CON CIRCUITOS INTEGRADOS.
	34	PARA LOS RADIOMANITAS.
	38	PROBLEMAS CON LA RF.
	40	PROBLEMAS CON LA RF.
	42	SENCILLA Y EFICAZ FUENTE DE ALIMENTACION REGULABLE DE 3 A 30 VOLTIOS Y CORTOCIRCUITABLE ¿QUE MAS QUEREMOS?.

- Pag. 44 FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA, REGULABLE Y CORTOCIRCUITABLE.
- 45 FUENTE DE ALIMENTACION DE CINCO AMPERIOS.
- 47 FUENTE DE ALIMENTACION PARA 8 - 16 VOLTIOS 15 AMPERIOS.
- 50 UNA FUENTE DE ALIMENTACION.
- 54 UNA FUENTE DE ALIMENTACION PARA TRANSCEPTORES 13,2 V / 20 A.
- 54 - Rectificado y filtro.
- 54 - Regulador y protector de sobrecorrientes.
- 56 - Construcción.
- 58 FUENTE DE ALIMENTACION.
- 60 VOLTIMETRO DE ESCALA AMPLIADA PARA LA FUENTE DE ALIMENTACION.
- 62 DISEÑO DE FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS.
- 62 - Introducción.
- 62 - Funcionamiento del regulador conmutado.
- 64 - El LM 100.
- 67 - Reguladores de mayor intensidad.
- 68 - Regulador conmutado pilotado.
- 69 - Limitación de corriente.
- 71 - Reguladores negativos.
- 72 - Reguladores de alta tensión.
- 72 - Combinaciones de regulador lineal y conmutado
- 72 - Sumario.
- 74 DETECTOR DE CORTOCIRCUITOS CON MEMORIA PARA FUENTE DE ALIMENTACION.
- 75 LAS BATERIAS DE NiCad Y COMO SE CARGAN.
- 76 - Capacidad de una celda.
- 76 - Características de la carga.
- 76 - Cargadores para baterias de NiCad.
- 78 SEGURIDAD EN EL EMPLEO DE LAS CORRIENTES.
- 78 - Acción de la electricidad sobre el material.
- 78 - Daños corporales.

Fuentes de alimentación reguladas

Por JOSE LUIS NAVARRO TERRY, EA 5 VN

Una fuente de alimentación no regulada consta de un transformador, un rectificador y un filtro. Hay tres razones por las cuales tal sistema sencillo no es suficientemente bueno para algunas aplicaciones. La primera es su mala regulación; la tensión de salida no es constante conforme varía la carga. La segunda es que la tensión continua de salida varía directamente con la carga alterna. En muchos lugares, la tensión de la línea (de valor nominal 115 V) puede variar en un amplio margen, entre 90 y 130 V, y, sin embargo, es necesario que la tensión continua siga siendo prácticamente constante. La tercera es que la tensión continua de salida varía con la temperatura, en particular si se utilizan dispositivos semiconductores. Se emplea un circuito de control o realimentado electrónicamente junto con la fuente de alimentación no regulada para solventar los tres inconvenientes anteriores y para reducir además la tensión de rizado. Tal sistema se denomina «fuente de alimentación estabilizada».

1. ESTABILIZACION

Puesto que la tensión continua de salida V_o depende de la tensión continua no regulada de entrada V_i , de la corriente en la carga I_L y de la temperatura T , la variación ΔV_o de la tensión de salida de una fuente de alimentación puede expresarse como

$$\Delta V_o = \frac{dV_o}{dV_i} \Delta V_i + \frac{dV_o}{dI_L} \Delta I_L + \frac{dV_o}{dT} \Delta T \quad [1]$$

$$\text{ó } \Delta V_o = S_V \Delta V_i + R_o \Delta I_L + S_T \Delta T \quad [2]$$

donde los tres coeficientes se definen como:

Factor de estabilidad:

$$S_V = \frac{V_o}{V_i} \quad \text{siendo: } I_L = 0 \quad \text{y} \quad T = 0 \quad [3]$$

Resistencia de salida:

$$R_o = \frac{V_o}{I_L} \quad \text{siendo: } V_i = 0 \quad \text{y} \quad T = 0 \quad [4]$$

Coficiente de temperatura:

$$S_T = \frac{V_o}{T} \quad \text{siendo: } V_i = 0 \quad \text{y} \quad I_L = 0 \quad [5]$$

Cuanto menor son los valores de los tres coeficientes, mejor es la regulación de la fuente de alimentación. La variación de la tensión de entrada, ΔV_i , puede ser debida a una variación de la tensión alterna de la red o puede ser el rizado debido a un filtrado deficiente. Supondremos la temperatura constante, y, por tanto, el tercer término en las ecuaciones [1] y [2] es cero.

2. REGULADOR SEGUIDOR DE EMISOR

Si una fuente de alimentación tiene una regulación deficiente, su impedancia es alta. Esta dificultad puede evitarse utilizando un seguidor de emisor que transforma la impedancia interna alta en baja. Fijémosnos en la figura 1. Si la resistencia de salida de la fuente es r_o , la correspondiente de salida R_o después de añadir el seguidor de emisor es, aproximadamente,

$$R_o = \frac{R_i + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \quad [6]$$

donde R_i representa la resistencia dinámica del diodo Zener o de referencia D . Un valor razonable de r_o es 100 Ω (10 V de caída por cada 100 mA de variación en la carga). Si $1 + h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 1.000 \Omega$ y $R_i = 20 \Omega$, $R_o = 1.020/100 = 10,2 \Omega$, que es inferior a los 100 Ω de la resistencia de salida de la fuente de alimentación no regulada.

Para el regulador seguidor de emisor sen-

cillo, la relación de estabilización de tensión es, aproximadamente:

$$S_V = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \cong \frac{R_i}{R_i + R} \quad [7]$$

da aparece a través del transistor de control, de forma que la tensión de salida casi permanece constante. Si la entrada aumenta, la salida debe también aumentar (pero bastante menos), porque este aumento en

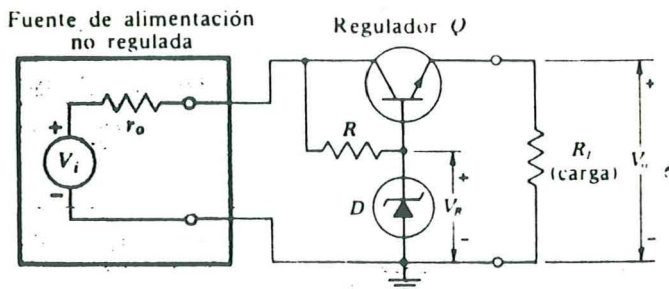


FIG. 1.—Regulador seguidor de emisor.

Según esta ecuación, para mejorar S_V debemos aumentar R , con el consiguiente aumento de V_{CE} y de la potencia disipada en el transistor. Otras desventajas de este circuito son las siguientes: 1) No se puede variar la tensión de salida, ya que es casi igual a la de referencia V_R del diodo de avalancha; y 2) Las variaciones de V_{BE} y V_{Ri} debidas a un cambio de temperatura, aparecen a la salida. En la próxima sección discutimos un

la salida polariza al transistor de control de forma que la corriente disminuye. Esta polarización adicional provoca un aumento en la tensión colector-emisor, que tiende a compensar el aumento de entrada.

De esta explicación se deduce que si la variación de la salida fuese amplificada antes de aplicarse al transistor de control la estabilización sería mejor. Para demostrar esta mejora vamos a referirnos a la figura 2. En

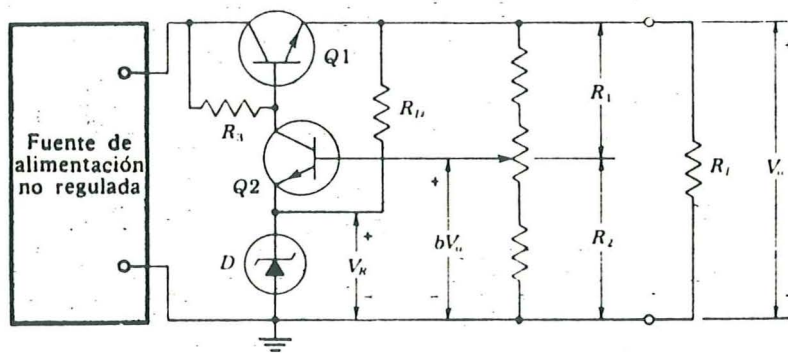


FIG. 2.—Fuente de alimentación regulada a semiconductores. Q_1 es el elemento de paso o regulador serie; Q_2 es el amplificador de la diferencia, y D es el diodo de avalancha de referencia.

regulador de tensión que es muy superior al simple seguidor de emisor.

3. REGULADOR DE TENSION SERIE

La razón física de la mejora de la regulación de tensión con el circuito de la figura 1 reside en el hecho de que una fracción grande del aumento de la tensión de entra-

este caso, una fracción de la tensión de salida bV_o se compara con la tensión de referencia V_R . La diferencia $bV_o - V_R$ es amplificada por Q_2 . Si la tensión de entrada aumenta en V_i (por ejemplo, porque la tensión de la red aumenta), V_o aumenta sólo ligeramente, y, sin embargo, Q_2 puede provocar una variación grande de corriente en R_2 . Por ello es posible que casi todo el V_i aparezca en bornas de R_2 (y, puesto que la ten-

sión base-emisor es pequeña, también a través de Q_1 y V_o permanezca prácticamente constante. A continuación estudiamos cuantitativamente este circuito.

4. ANALISIS SIMPLIFICADO

Según la figura 3, la tensión continua de salida V_o es igual a:

$$V_o = V_R + V_{BE2} + \frac{R_1}{R_1 R_2} V_o$$

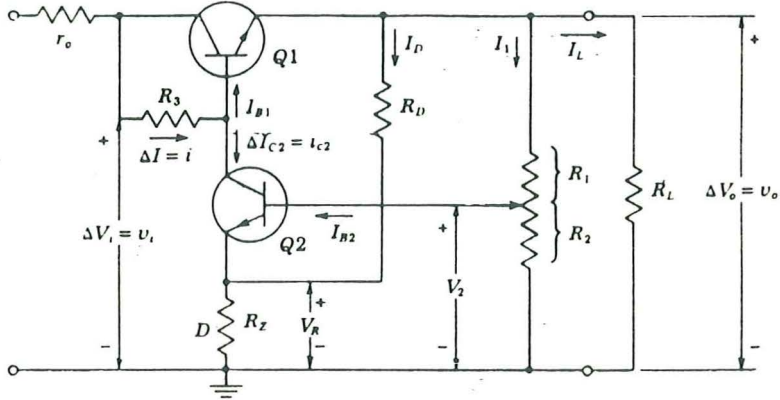


FIG. 3.

de salida sea constante es preciso que I_L y, por tanto, I_{B1} sean constantes.

Si I_{B1} es constante:

$$i = \Delta I_{C2} = i_{c2} \quad [10]$$

Se calcula que para valores pequeños de R_3 ,

$$i_{c2} \approx h_{fe2} \frac{R_3}{R_1 + R_2} \frac{v_o}{(R_1 || R_2) + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) R_2} \equiv G_m v_o \quad [11]$$

o bien:

$$V_o = (V_R + V_{BE2}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad [8]$$

Por tanto, un método adecuado para variar la salida es ajustar la relación R_1/R_2 mediante un divisor de tensión, como se indica en la figura 2.

Una expresión aproximada de S_V (suficientemente buena para la mayor parte de las aplicaciones) se obtiene de la siguiente forma: La variación de la tensión de entrada v_i es mucho mayor que la de salida v_o . Según la definición de la ecuación [3], $\Delta I_L = 0$, y en primera aproximación podemos despreciar la caída de tensión alterna en r_o . En consecuencia, $\Delta V_i = v_i$ aparece como se muestra en la figura 3. Despreciando la pequeña variación de la tensión base-emisor de Q_1 , la variación de corriente $\Delta I = i$ en R_3 es igual a:

$$i = \frac{v_i - v_o}{R_3} \approx \frac{v_i}{R_3} \quad [9]$$

Puesto que R_L es fija, para que la tensión

Utilizando las ecuaciones [9], [10] y [11], resulta:

$$S_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{(R_1 || R_2) + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) R_2}{h_{fe2} R_3} \quad [12]$$

Se calcula también que la impedancia de salida R_o del circuito de la figura 3 es:

$$R_o \approx \frac{r_o + \frac{R_3 + h_{ie1}}{1 + h_{fe1}}}{1 + G_m (R_3 + r_o)} \quad [13]$$

donde $G_m \equiv i_{c2}/v_o$ se obtiene de la ecuación [11]. En el siguiente ejemplo se indica un procedimiento de diseño.

5. EJEMPLO

a) Diseñar una fuente de alimentación con regulación serie que suministre una tensión nominal de salida de 25 V y una corriente de carga $I_L \leq 1$ A. La fuente de alimentación

no regulada tiene las siguientes características: $V_i = 50 \pm 5$ V y $r_o = 10$ ohmios.

b) Calcular el factor de estabilidad S_v .

c) Calcular la resistencia de salida R_o .

d) Hallar la variación de la tensión de salida V_o debida a una variación de la tensión de entrada de ± 5 V y una variación de la corriente de carga I_L de 0 a 1 A.

Puesto que ha de verificarse que $I_1 \gg I_{B2}$, seleccionamos $I_1 = 10$ mA; entonces, como $V_{BE} = 0,6$ V,

$$V_2 = V_{BE2} + V_R = 15,6 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{V_o - V_2}{I_1} = \frac{25 - 15,6}{10 \times 10^{-3}} = 940 \Omega$$

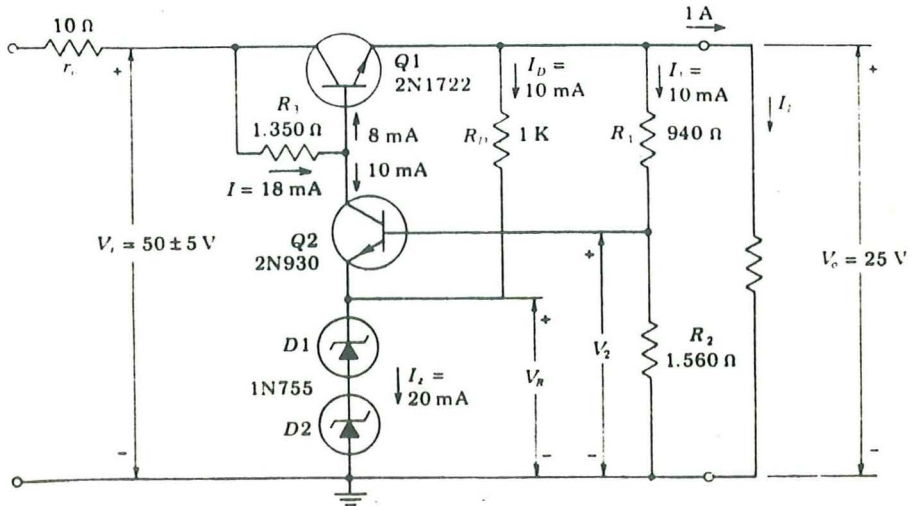


FIG. 4.

6. SOLUCION

a) Seleccionamos un diodo de referencia de silicio con $V_R \cong V_o/2$. Con diodos 1N755 en serie, $V_R = 7,5 + 7,5 = 15$ V, y $R_2 = 12 \Omega$ para $I_z = 20$ mA. Fijémonos en las figuras 3 y 4. Elegimos $I_{C2} = I_{E2} = 10$ mA. El transistor de silicio 2N930 puede suministrar la corriente de colector de 10 mA. Para este transistor tenemos: $I_{C(\max)} = 30$ mA y $V_{CE(\max)} = 45$ V.

En $I_{C2} = 10$ mA fueron medidos los siguientes parámetros:

$$h_{FE2} = 220 \quad h_{FE2} = 200 \quad h_{FE2} = 800$$

Elegimos $I_D = 10$ mA para que D1 y D2 trabajen con $I_z = 10 + 10 = 20$ mA. Entonces:

$$R_D = \frac{V_o - V_R}{I_D} = \frac{25 - 15}{10} = 1 \text{ K}$$

La relación R_1/R_2 puede calcularse mediante la ecuación [8]. Cada resistencia se determina de la siguiente forma:

$$I_{B1} = \frac{I_{C2}}{h_{FE1}} = \frac{10 \text{ mA}}{220} = 45 \mu\text{A}$$

$$R_2 \cong \frac{V_2}{I_1} = \frac{15,6}{10 \times 10^{-3}} = 1.560 \Omega$$

Si para Q1 elegimos el transistor de potencia de silicio 2N1722, en $I_{C1} = 1$ A medimos los parámetros siguientes:

$$h_{FE1} = 125 \quad h_{FE1} = 100 \quad h_{FE1} = 20 \Omega$$

Entonces:

$$I_{B1} = \frac{I_L + I_1 + I_D}{h_{FE1}} = \frac{1.000 + 10 + 10}{125} \cong 8 \text{ mA}$$

La corriente I que circula por la resistencia R_3 es $I = I_{B1} + I_{C2} = 8 + 10 = 18$ mA. El valor de R_3 correspondiente $V_i = 45$ e $I_L = 1$ A es igual a

$$R_3 = \frac{V_i - (V_{BE1} + V_D)}{I} = \frac{50 - 25,6}{18 \times 10^{-3}} = 1.360 \Omega$$

En la figura 4 se representa el circuito completo.

b) De la ecuación 12,

$$S_v = \frac{2,50}{1,56} \times \frac{586+800+(201)(12)}{(200)(1.360)} = 0,022$$

c) La resistencia de salida se calcula mediante las ecuaciones 11 y 13. Resultando que

$$G_m = \frac{(200)(1,56)}{2,50} \times \frac{1}{586+800+(201)(12)} = 0,033$$

$$R_o = \frac{10+(1.360+20)/101}{1+(0,033)(1.360+10)} = 0,51 \Omega$$

d) La variación total de la tensión de sali-

da, suponiendo constante la temperatura, se obtiene de la ecuación 2,

$$\Delta V_o = S_v \Delta V_i + R_o \Delta I_L = 0,022 \times 10 + 0,51 \times 1 = 0,22 + 0,51 = 0,73 \text{ V}$$

El circuito diseñado en este ejemplo fue construido en el laboratorio, y resultó que los valores medidos y calculados eran muy próximos.

Bibliografía: «DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS ELECTRONICOS».

Edición original de McGraw-Hill Book Company y edición española de Ediciones Pirámide, S. A.

Construcción de transformadores de alimentación

Por CR 7 CG

1. GENERALIDADES.

Los *transformadores estáticos*, llamados usualmente transformadores a secas, son dispositivos que permiten elevar, reducir o aislar una tensión de salida en razón directa del número de espiras e inversa de las intensidades de corriente, proceso éste mucho más práctico y económico que con los grupos motor-generator.

El transmisor está compuesto básicamente de un núcleo (Fig. 1) constituido por delgadas láminas de acero de composición especial (conocidos por aceros magnéticos), con un espesor de 0,35 mm, aisladas entre sí por una finísima película de barniz, goma laca, papel, etc., formando un circuito cerrado, sobre el cual se enrollan los bobinados en número y disposición según necesidades y empleo.

Los enrollamientos así dispuestos tienen una inductancia mutua, la que permite la transferencia de energía eléctrica de uno (primario) a los otros (secundarios), sin existir unión directa entre ellos.

Para ello es indispensable que el campo magnético varíe constantemente;

ello se consigue alimentando al primario con una corriente alterna, sea cual sea su procedencia.

El núcleo puede montarse con chapas en forma de «E», «L» o «I», su-

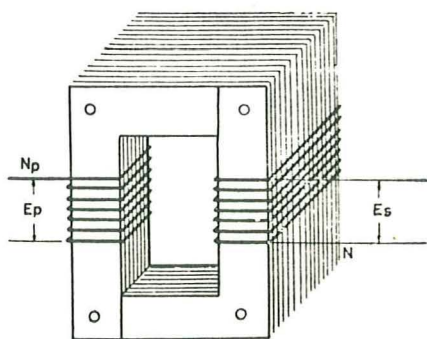


FIG. 1.

perpuestas alternadamente y combinadas (Fig. 2) de modo que el conjunto tenga una buena rigidez mecánica y continuidad magnética (evitando entrehierros). Las mejores formas son en «E», seguidas de las «L».

La forma ideal para la sección del núcleo sería la circular, pero su fabri-

cación reportaría la fabricación de chapas de diferentes anchuras, lo que complicaría en gran manera el trabajo de fabricación. Para los transformadores industriales este problema se solu-

piras contiguas, pero de diferente capa, puede existir suficiente diferencia de tensión como para perforar el aislamiento del hilo (esmalte, etc.) y producir un cortocircuito.

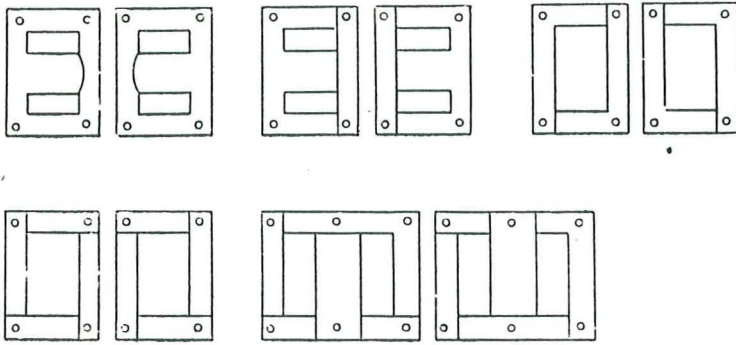


FIG. 2.

ción de manera aproximada, constituyendo diversos grupos de chapas con diferente anchura (Fig. 3).

Las bobinas pueden hacerse con hilo de cobre de sección circular, cuadrada o rectangular, y con aislamiento de es-

Los transformadores de poca potencia, como son los que nosotros utilizamos en nuestros equipos, están refrigerados por el aire del ambiente; pero los de media y gran potencia se encierran en un bloque conteniendo aceite especial, y cuyas paredes están formadas por muchas aletas, destinadas a disipar el calor con la circulación de aire por su alrededor. En algunos transformadores de mayor potencia aún se llega a hacer circular el aceite a través de canales efectuados en el interior de las bobinas. Como que al radioaficionado sólo le interesa el transformador destinado a la alimentación de sus ánodos, nos limitaremos a un somero estudio de los mismos.

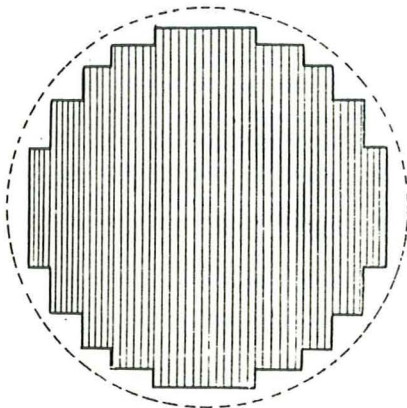


FIG. 3.

malte, seda o algodón. Diversas vueltas pueden estar aisladas por una capa de papel o barniz; lo que sí se hace siempre es aislar con papel una capa de vueltas de la siguiente, pues entre es-

2. NOCIONES ESENCIALES.

El colega que esté realmente interesado en comprender todos los interrogantes del funcionamiento de los transformadores debe recordar nuevamente todos sus conocimientos sobre MAGNETISMO, especialmente lo que es el campo magnético, intensidad de campo, líneas de fuerza, dirección del campo, flujo magnético, inducción,

permeabilidad e histéresis magnética, reactancia inductiva, reluctancia, etcétera, cuyas definiciones, así como sus fórmulas y deducciones, no detallamos, pues las encontraremos en cualquier tratado de electricidad, radio, etc., y evitaremos el extender más estos apuntes.

Rendimiento (η) es la relación entre la potencia de salida (potencia útil) y la potencia absorbida; en raras ocasiones dicho valor será superior a un 90 %.

Potencia aparente (P_a) es el producto $E \times I$ (tensión por intensidad) y se mide en volta-amperios (VA) o KVA, que se diferencia de los vatios en que en éstos debe tenerse en cuenta el desfase existente entre E e I (vatios = = voltios \times amperios \times coseno ϕ)

Factor de potencia ($\cos \phi$) es el valor por el que debe multiplicarse la potencia aparente para obtener la eficaz. El ángulo ϕ (FI) es el ángulo de desfase entre la corriente y la tensión; su valor es uno cuando están en fase ambas; tal es el caso de las bombillas de incandescencia, resistencias puras, etcétera; oscila entre valores de 0,6 y 0,9 en los circuitos inductivos, siendo mayor cuanto menor sea el valor de la inductancia propia del circuito.

Potencia útil (P_u) es la dada por los secundarios o la de salida.

Potencia absorbida (P_i) es la consumida por el primario cuando sus secundarios están en carga.

Corriente de excitación de un transformador es la que consume cuando sus secundarios carecen de carga, midiéndose con un amperímetro en serie con el primario. Esta corriente tiene dos componentes, una en fase con la tensión aplicada (pérdidas del hierro), y otra retrasada en 90 grados con relación a esta tensión (corriente de magnetización). La primera se transforma en calor y la segunda sirve para magnetizar el circuito.

Histéresis es el nombre dado a la

pérdida de energía por calentamiento de los metales ferrosos al estar sometidos a magnetizaciones de sentido contrario o a variaciones magnéticas resultantes de un atraso de magnetización en relación con el campo. Es proporcional al peso del circuito magnético, a la frecuencia del flujo y a la densidad magnética (elevado a la potencia 1,6).

Las pérdidas del hierro se considera que su valor es el de consumo del transformador en vacío.

Las pérdidas del cobre se calculan de un modo aproximado aplicando la ley de Ohm a cada circuito o bobinado. Teniendo en cuenta que se prescinde del factor temperatura que hace variar la resistencia, se obtiene un valor aceptable.

Autoinducción. No todo el flujo magnético de un transformador es igual para todos sus bobinados, a pesar de que su diferencia es normalmente pequeña. Esta disminución trae consigo la aparición de una inductancia adicional que, combinada con la frecuencia de la corriente, da lugar a una reluctancia (resistencia) magnética, cuyo valor tiene mucha importancia en el funcionamiento del transformador.

Es por ello que se nota una rara pérdida de tensión en los secundarios, la cual conjuntamente con la debida al cobre llega a sobrepasar un 10 %, comparándose la tensión en vacío y a plena carga.

3. POTENCIA DEL PRIMARIO.

Normalmente el cálculo de un transformador de alimentación tiene su base en la potencia que debe dar el primario. Para ello sumaremos las potencias aparentes de los secundarios y aumentaremos este valor en un 20 %, correspondiente a las diversas pérdidas antes anotadas. Generalmente, estas pérdidas serán menores, pero así conseguiremos que a plena carga el transformador no se caliente tanto.

4. SECCION DEL NUCLEO.

Es evidente que cuanto mayor sea la potencia del transformador, mayor será la sección de su núcleo, en especial si trabajamos con unos valores bajos de inducción y frecuencia.

Para los 50 c/s la práctica aconseja fijar como valores máximos de inducción 8.000 gauss hasta traf. de 150 VA, en 10.000 gauss de 150 VA hasta 1.000 VA y de 12.000 gauss de 1 a 4 KVA, no debiéndose pasar nunca del valor de 14.000 gauss, considerado co-

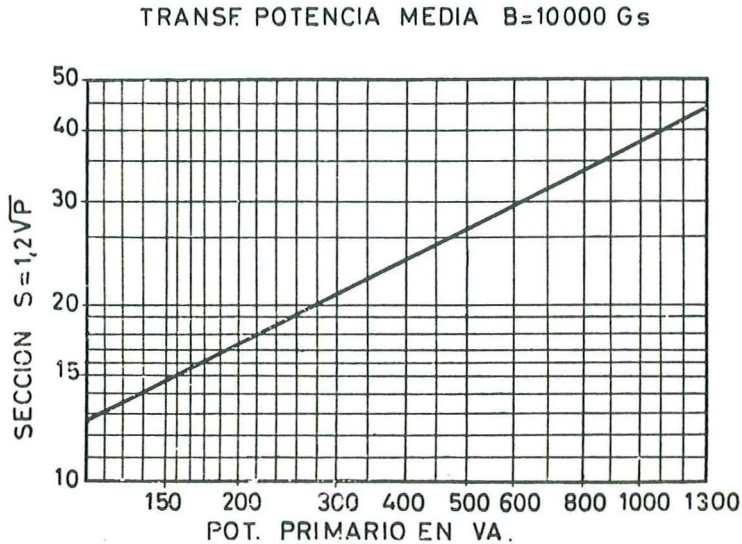


FIG. 4.

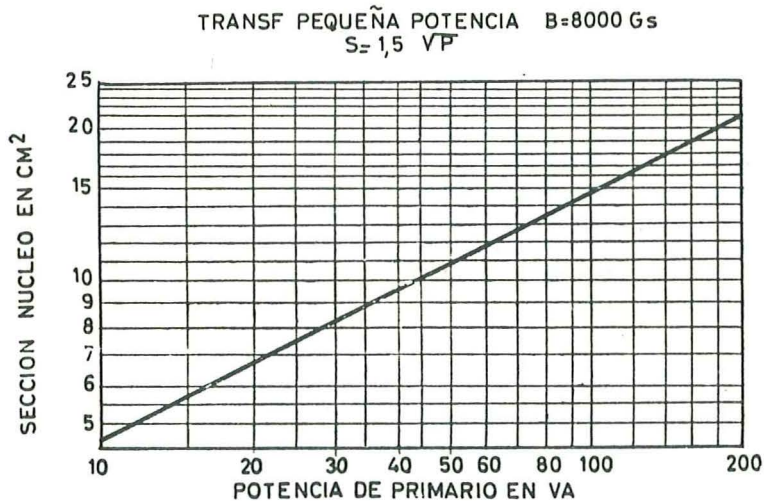


FIG. 5.

mo valor crítico. Esto es tanto más importante cuanto más pequeño sea el trafo.

La sección del núcleo se calcula con la fórmula $S = K \times \sqrt{P}$, que nos da su valor en cm^2 . El factor K depende del valor de la inducción considerada, y es igual a 1,5 para 8.000 gauss, igual a 1,2 para 10.000 gauss e igual a 1 para 12.000 gauss.

Como a todos nosotros nos gusta rehuir de los cálculos, hemos confec-

sará por el mismo una corriente. La tensión de esta manera generada se puede conocer sabiendo los valores del flujo magnético, frecuencia de magnetización en un sentido y otro y el número de espiras que corta dicho flujo.

$$E = \frac{\sqrt{2} \times \pi \times \Phi \times f \times N}{100.000.000} =$$

$$= \frac{4,44 \times \Phi \times f \times N}{100.000.000}$$

TRANSF DE GRAN POTENCIA B=12000 Gs

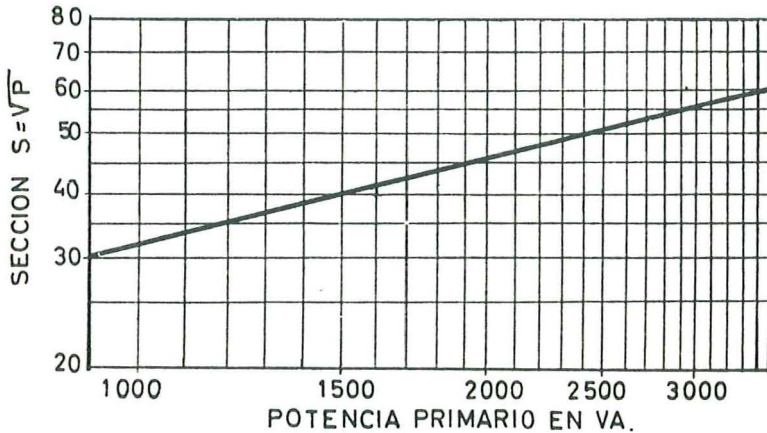


FIG. 6.

cionado los siguientes gráficos (Figs. 4, 5, 6), que nos dan el valor deseado. Después basta dividir el área correspondiente que hemos hallado por la anchura (en centímetros) de la chapa que forma el brazo central del trafo, sabiendo así el grueso total que necesitamos de chapas para confeccionar el transformador en cuestión.

5. NUMERO DE ESPIRAS.

Sabiendo que cuando una cantidad de líneas de fuerza cortan a una espira se produce en la misma una fuerza electromotriz (tensión) inducida. Cerrando el circuito de la espira nos pa-

De donde deducimos el número de espiras:

$$N = \frac{E \times 100.000.000}{4,44 \times \Phi \times f}$$

Φ = flujo magnético.

f = frecuencia.

N = número espiras.

$\pi = 3,1416$.

Pero como sólo deseamos conocer el número de espiras por voltio, nuestra corriente es de 50 ciclos por segundo, y como $\Phi = B \times X$, aquella expresión se transforma en las siguientes:

$$N = \frac{56,306}{s} \quad N = \frac{45,045}{s} \quad N = \frac{37,537}{s}$$

para inducciones de 8.000, 10.000 y 12.000 gauss, respectivamente, la «N» representa el número de espiras por voltio y «s» la sección del núcleo en centímetros cuadrados.

Para mayor comodidad, también hemos confeccionado el gráfico de la figu-

el núcleo, pues ahorramos hilo en comparación con una rectangular. Es conveniente que las «ventanas» sean amplias.

Si el aislamiento de las chapas está estropeado es necesario renovarlo antes de montarlo, retocando las fallas

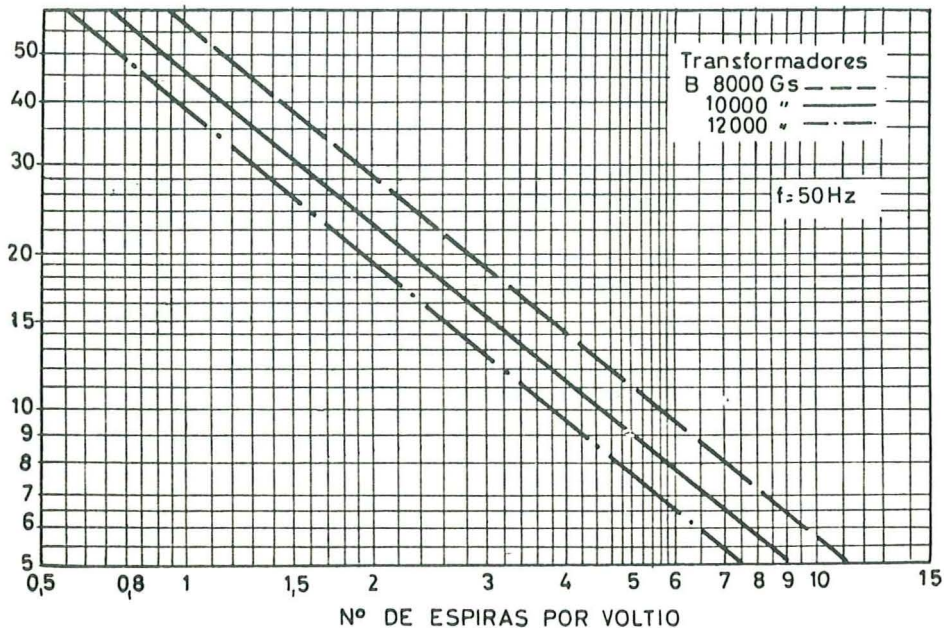


FIG. 7.

ra 7, que rápidamente nos da el resultado.

6. ELECCION DEL NUCLEO.

Esto es lo primero a tener en cuenta, pues de ello depende el resto. La calidad del hierro silicioso debe ser buena, las chapas de poco espesor, no estar deformadas ni tener el aislante en mal estado. Por ello, al desmontar un transformador debe tenerse sumo cuidado en las planchas, evitando estropearlas. Lo mismo debe tenerse en cuenta al reagruparlas en el montaje.

Es preferible, aunque no indispensable el uso de una sección cuadrada en

con barniz, o al menos colocando un débil espesor de papel entre las mal aisladas. Recordad que la sección verdadera del núcleo no es la misma que la hallada con la fórmula, pues a ésta deben sumársele los valores del aislamiento, sea papel o barniz.

Generalmente, el espesor del barniz en cualquier lado de las chapas anda alrededor de 0,013 mm.

7. PUNTOS A CONSIDERAR.

En muchas ocasiones nos bastará seguir las instrucciones dadas por el autor de un esquema o artículo en la confección del transformador, pero son

muchos los casos que las tensiones e intensidades no se acomodan a lo que nosotros hemos hallado en nuestros libros o revistas. A fin de saber las necesidades en cada caso de rectificación exponemos lo siguiente:

a) *Rectificación de media onda.*

Es la más simple, barata y seductora, pero debido a lo que seguidamente exponemos sólo debe usarse como último recurso. Sus principales características son:

- Poco aprovechamiento de los ciclos positivos y nada en los negativos.
- No es posible eliminar la magnetización estática del núcleo del transformador.
- Las pérdidas son del 40 %, por lo que en un primario que consuma 300 W sólo dispondremos de 180 vatios en el secundario.
- Al existir un solo diodo en el montaje, la intensidad está limitada por la máxima corriente del diodo. Si no nos basta solo, debemos montar otros en paralelo, sumándose así las intensidades.
- La regulación de tensión es francamente mala.
- La ondulación de corriente en la entrada del filtro es igual a la mitad de la frecuencia original, lo que exige un sistema más eficaz de filtros; ello es debido al alto valor de rizado del rectificador a media onda.
- La tensión de salida (medida con un voltímetro de c.c. en la entrada del filtro) es normalmente un 45 % de la tensión inducida en el secundario. Gracias a los filtros conseguimos elevar esa tensión a valores superiores o parecidos al secundario; eso según la carga y debido a los picos de tensión.
- La tensión inversa de pico, que es la tensión que los elementos o ánodos de la válvula deben resis-

tir durante el semiperíodo que no conducen, varía según el tipo de entrada de filtro; así, por ejemplo, en un filtro resistivo (con choque en la entrada) tiene un valor de 1,4 veces la tensión máxima; en un filtro capacitativo (entrada por condensador) o en vacío, aquel valor se transforma en 2,8.

b) *Rectificación de onda completa.*

Es la más utilizada en nuestros circuitos, el rendimiento es doble y otras ventajas, como:

- Aprovechamiento de ambos ciclos de corriente.
- Sin problemas de magnetización estática.
- Las pérdidas no llegan a un 20 %.
- Se emplean dos diodos (o rectificadora doble), cada uno de los cuales sólo debe rectificar la mitad de la corriente total; si no fuese suficiente pueden montarse varias válvulas de las mismas características en paralelo.
- La regulación de tensión es aceptable.
- El factor rizado es de un valor la mitad que en el caso de media onda, por lo que los filtros serán mucho más simples.
- La tensión de salida (entrada en el filtro) es de un 90 % de la tensión inducida en el secundario (una mitad), o sea un 45 % del total del bobinado.
- La tensión inversa de pico es de 2,8 veces la tensión eficaz de medio secundario, o sea 1,4 veces la tensión total. Este valor tiene sumo interés al escoger las rectificadoras o diodos semiconductores.

c) *Rectificación puente.*

Como también es una rectificación de onda completa, las características son las mismas que aquélla, con las siguientes alteraciones:

- Los diodos se conectan de forma

Tabla de hilo de cobre esmaltado normal

N.º del hilo		Diámetro medio		Sección útil en mm	Cor. máx. a 2A/mm	Peso medio kg/km	Resist.ª media a 20° ohm/km	Espiras/cm	Espiras/cm	
Métrico	S.W.G.	Exterior	Util						Sin aislam.	Aislado
—	40	0,145	0,122	0,012	0,023	0,104	1,477	69	4.750	3.560
—	39	0,155	0,132	0,014	0,028	0,122	1,258	64	4.090	3.065
1,4	—	0,163	0,140	0,015	0,030	0,137	1 119	61	3.720	2.790
1,5	—	0,173	0,150	0,017	0,034	0,161	976	58	3.360	2.520
—	38	0,175	0,152	0,018	0,036	0,166	945	57	3.250	2.507
1,6	—	0,185	0,160	0,020	0,040	0,179	857	54	2.916	2.244
—	37	0,198	0,173	0,023	0,046	0,208	736	50,5	2.550	1.962
1,8	—	0,205	0,180	0,025	0,050	0,226	677	48,6	2.365	1.820
—	36	0,218	0,193	0,029	0,058	0,260	589	45,8	2.100	1.616
2	—	0,225	0,200	0,031	0,062	0,279	549	43,8	1.920	1.477
—	35	0,238	0,213	0,036	0,072	0,318	482,2	41,4	1.720	1.323
—	34	0,259	0,234	0,043	0,086	0,381	402,0	37,9	1.440	1.108
2,5	—	0,282	0,250	0,049	0,098	0,436	351,3	35,4	1.256	965
—	33	0,287	0,254	0,050	0,100	0,450	340,3	34,8	1 215	934
—	32	0,307	0,274	0,059	0,118	0,525	291,7	32,5	1.060	815
—	31	0,330	0,295	0,068	0,136	0,606	252,9	30,3	920	707
3	—	0,335	0,300	0,070	0,140	0,628	243,9	29,8	890	685
—	30	0,350	0,315	0,078	0,156	0,693	221,3	28,5	760	584
—	29	0,383	0,345	0,094	0,188	0,833	184,0	26	676	520
3,5	—	0,389	0,350	0,096	0,192	0,855	178,2	25,7	660	507
—	28	0,416	0,376	0,111	0,222	0,987	155,3	24	578	444
4	—	0,444	0,400	0,126	0,252	1,117	137,2	22,5	508	390
—	27	0,462	0,417	0,136	0,272	1,212	126,5	21,6	468	360
4,5	—	0,498	0,450	0,159	0,318	1,414	108,4	20	400	307
—	26	0,505	0,457	0,164	0,328	1,460	105,0	19,8	393	302
5	—	0,552	0,500	0,196	0,392	1,746	87,81	18,1	328	252
—	25	0,561	0,508	0,203	0,406	1,802	85,07	17,8	318	244
5,5	—	0,603	0,550	0,237	0,474	2,108	72,61	16,60	276	212
—	24	0,612	0,559	0,245	0,490	2,180	70,30	16,34	268	206
6	—	0,654	0,600	0,283	0,566	2,514	60,98	15,30	235	181
—	23	0,665	0,610	0,292	0,584	2,595	59,07	15,04	226	174
6,5	—	0,706	0,650	0,332	0,664	2,950	52,00	14,13	200	154
7	—	0,757	0,700	0,385	0,770	3,421	44,80	13,20	175	134,7
—	22	0,769	0,711	0,397	0,794	3,532	43,40	12,99	168	129
7,5	—	0,809	0,750	0,442	0,884	3,931	38,91	12,38	153	117,6
8	—	0,860	0,800	0,503	1,00	4,474	34,30	11,63	135	103,8
—	21	0,874	0,813	0,519	1,04	4,614	33,23	11,45	131	100,8
8,5	—	0,912	0,850	0,567	1,13	5,041	30,42	10,96	120	92,3
9	—	0,963	0,900	0,636	1,27	5,657	27,10	10,38	104	80
—	20	0,978	0,914	0,657	1,32	5,839	26,26	10,23	102,5	78,8
10	—	1,065	1,000	0,785	1,57	6,983	21,95	9,35	87,8	67,5
—	19	1,082	1,016	0,811	1,62	7,209	21,27	9,25	86	66,0
12	—	1,270	1,200	1,131	2,26	10,06	15,24	7,87	82	47,6
—	18	1,293	1,219	1,167	2,33	10,38	14,77	7,75	60	46,1
14	—	1,477	1,400	1,539	3,08	13,68	11,20	6,75	45,7	35,2
—	17	1,501	1,422	1,589	3,18	14,13	10,85	6,65	44,3	34,0
15	—	1,582	1,500	1,77	3,54	15,74	9,75	6,35	40,5	31,1
16	—	1,682	1,600	2,011	4,02	17,87	8,58	5,96	35,6	27,4
—	16	1,709	1,626	2,076	4,15	18,46	8,31	5,87	34,5	26,5
18	—	1,887	1,800	2,545	5,10	22,62	6,78	5,28	27,8	21,4
—	15	1,920	1,829	2,627	5,25	23 36	6,56	5,19	27	20,7
20	—	2,093	2,000	3,142	6,28	27,93	5,49	4,76	22,6	17,4
—	14	2,128	2,032	3,243	6,48	28,14	5,32	4,68	21,9	16,8
—	13	2,441	2,337	4,289	8,58	38,14	4,02	4,09	16,8	12,9
25	—	2,610	2,500	4,909	9,82	43,64	3,51	3,82	14,6	11,2
—	12	2,756	2,642	5,481	10,96	48,73	3,14	3,62	13,1	10,1
—	11	3,068	2,946	6,818	13,63	60,63	2,53	3,27	10,7	8,2
30	—	3 130	3,000	7,069	14,14	62,85	2,44	3,21	10,3	7,9

un tanto especial, empleándose igual número de diodos idénticos en cada brazo, de modo que se cumplan los requisitos de no sobrepasar la tensión inversa de pico que puede soportar cada diodo, así como la corriente máxima admisible. Cada brazo debe admitir el paso de la mitad de la corriente y soportar la totalidad de la tensión.

- La tensión de salida (entrada del filtro) es normalmente de un 90 % de la total del secundario.

La rectificación en puente tiene la particularidad de permitir simultáneamente del mismo devanado no sólo la tensión total, sino la mitad de la misma, lo que es una ventaja muy digna de tenerse en cuenta. El hilo debe permitir el paso de ambas corrientes.

- La tensión inversa de pico es 1,4 veces la tensión total del secundario.

8. SIMPLIFIQUEMOS LA «COXA».

El bobinador aficionado no debe seguir rigurosamente sus cálculos; basándose en ellos tendrá un resultado ideal, aparte de que debe procurar aumentar los resultados en un 15 o 20 % en lo referente a tensión deseada en la salida.

9. ELECCION DEL HILO.

En cualquier circuito eléctrico la sección del hilo depende de la intensidad de corriente que deba circular por el mismo una vez tenida en cuenta la caída de tensión admitida, así como el incremento de temperatura. Entre los bobinadores profesionales se considera como término medio una sección de 1 mm² por cada 2 amperios, aunque en muchos casos se toman los 3 amperios por milímetro cuadrado.

Como se sabe, el área o sección

circular se obtiene con ayuda de la fórmula $s = \pi R^2$, de donde deducimos el diámetro $D = 1,128 \sqrt{s}$. En la tabla de la figura 8 pueden obtenerse rápidamente las conversiones de diámetros, áreas y otros datos complementarios.

Recordad que los valores calculados (tales como espiras por centímetros o centímetros cuadrados, diámetro con o sin el esmalte, etc.) no son exactamente los prácticos; por ello es necesario dejar un margen al calcular y preparar el bobinado, pues no sea que después de mucho trabajar resulte que no hay suficiente ventana para el bobinado.

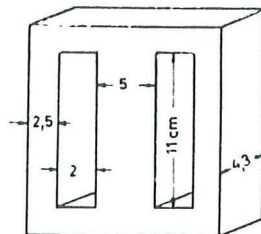


FIG. 9.

10. EJEMPLO DE CONSTRUCCION.

Supongamos que tenemos un núcleo de buen material magnético que mide 5 × 4,3 cm con las chapas bien apretadas, o sea con 21 cm² de sección (ver Fig. 9), y con una ventana de 11 × 2 centímetros.

Según la gráfica número 5, vemos que si consideramos una inducción de $B = 10.000$ G, dicho núcleo nos admite 310 VA, pero si consideramos un valor de $B = 12.000$ G (en el gráfico número 6 se debería prolongar por su izquierda, y si no, aplicando la fórmula correspondiente), vemos que nos admite 450 VA el mismo núcleo, lo que no será ninguna exageración si el hierro de las chapas es de suficiente calidad magnética.

Si optásemos por la rectificación de media onda, las pérdidas llegarían al 40 %, por lo que los secundarios sólo darían $450 \text{ VA} \times 0,6 = 270 \text{ VA}$, aparte del filtro, que nos resultaría más caro.

Con la rectificación de media onda, las pérdidas son generalmente inferiores al 20 %, por lo que dispondremos de $450 \text{ VA} \times 0,8 = 360 \text{ VA}$ en los secundarios y usar un filtro normal.

Viendo ahora el gráfico número 7, obsérvese que para $B = 12.000 \text{ G}$ y $s = 21 \text{ cm}$ debemos emplear 1,8 espiras por voltio, valor que en la práctica será de 2 espiras por voltio, para no enredarnos con decimales.

(Nota: Puede en algunos casos ser interesante trabajar con los valores justos deducidos del cálculo, sobre todo en los casos que el resultado sea 1,5 espiras por voltio, pues representa una tercera parte más de hilo y espiras si redondeamos a 2 espiras por voltio.) trad.

Asentamos lo siguiente como ejemplo de construcción:

I. Datos.

Rectificación.—Onda completa del tipo puente, con rectificadores de selenio y obtención simultánea de dos tensiones: 700 V, 200 mA y 350 V, 130 mA (total, 330 mA) utilizando filtros de entrada a choque y una tensión negativa de -90 V , 20 mA en media onda.

Filamentos: 6,3 V, 2,25 A y 12,6 V, 0,9 A.

Sección del núcleo: 21 cm^2 ,
 $b = 12.000 \text{ G}$.

Espiras por voltio: 2 espiras.

Potencia máxima: 450 VA en el primario y 360 VA en los secundarios.

II. Cálculo.

a) Disipación y calibre de los hilos:

Potencia total de salida en los secundarios: $700 \times 0,2 + 350 \times 0,13 + 90 \times 0,02 + 6,3 \times 2,25 + 12,6 \times 0,9 = 213 \text{ W}$.

Como la sección del núcleo da para más, veremos primero la corriente que podemos obtener según los hilos empleados. De acuerdo con la tabla 8 y suponiendo que sólo hallamos hilo esmaltado S.W.G., tenemos que escoger los siguientes calibres de hilo para los secundarios:

- Para 700 y 350 V, hilo núm. 26 = 328 mA o núm. 24 = 490 mA.
- Para 90 V, hilo núm. 40 = 23 mA o núm. 38 = 36 mA.
- Para 12,6 V, hilo núm. 21 = 1,04 A o núm. 20 = 1,32 A.
- Para 6,3 V, hilo núm. 18 = 2,33 A o núm. 16 = 4,15 A.

Considerando la corriente máxima permitida por los hilos de los calibres indicados en primer y segundo lugar, tendremos, respectivamente:

$$700 \times 0,2 + 350 \times 0,128 + 90 \times 0,023 + 12,6 \times 1,04 + 6,3 \times 2,33 = 215 \text{ W};$$

$$700 \times 0,35 + 350 \times 0,140 + 90 \times 0,036 + 16,6 \times 1,32 \times 4,15 = 340 \text{ W}.$$

Como la capacidad del núcleo es de 360 VA en el secundario, usaremos, por tanto, los diámetros de hilo más gruesos, no llegando aún su valor al máximo. Como norma previsiva podemos hacer diferentes tomas para otros tantos valores de tensión; interesante es que en primario se efectúe una toma a 110 V y la total a 220 V; de esta manera tanto lo podemos alimentar con corriente alterna de red de 110 V como 220 V a 0 períodos (ver nota final). Tenemos, pues, 450 VA: $220 \text{ V} = 2,05 \text{ A}$, que será la corriente máxima del primario. Usaremos hilo del núm. 18.

Lo que respecta a los secundarios para la corriente rectificada consideraremos como suficiente un aumento del 20 % para el bobinado de alta tensión y 15 % para el de tensión negati-

va, lo que nos da 840 y 104 V, y los 350 V se obtendrán de la toma media que al efecto se efectuará.

b) Valores a emplear.

De lo que precede se deduce:

Primarios:

110 V, 2,05 A — 220 esp. hilo número 19 — 46,1 esp/cm² = 4,77 cm²;

110 V, 2,05 A — 220 esp hilo número 18 — 46,1 esp/cm² = 4,77 cm².

Secundarios:

840 V, 0,49 A — 1.680 esp hilo núm. 24 — 206 esp/cm² = 8,16 cm²;

104 V, 0,036 A — 208 esp hilo núm. 38 — 2,507 esp/cm² = 0,08 cm²;

6,3 V, 4,15 A — 13 esp hilo número 16 — 26,5 esp/cm² = 0,49 cm²;

12,6 V, 1,32 A — 26 esp hilo número 20 — 78,8 esp/cm² = 0,33 cm²;

suma: 18,6 cm².

La columna de la derecha indica el área del hilo una vez bobinado que ocupará dentro de la ventana; su valor se obtiene dividiendo el número de espiras del bobinado por el valor «esp/cm²» indicado en la última columna de la tabla de la figura 8. Ejemplo: 220 esp: 46,1 esp/cm² = 4,77 cm².

Quiere decir esto que en el caso de un bobinado ideal éste ocuparía menos de 19 cm² de ventana, pero ello no es cierto, bien sea por los bobinados de filamentos en los que se pierde mucho espacio, bien por aislamientos y refuerzos adicionales; por ello es costumbre tomar un valor de un 10 % superior al calculado, o sea 18,6+10 %=20,5 cm². La ventana era de 11×2 cm, que son 22 cm²; por lo que si procuramos apretar bien las espiras y aprovechar bien este espacio, nos cabrá justo el bobinado.

III. Construcción.

Lo que seguidamente se describe debe tomarse como una de las varias «recetas» que podemos seguir para el montaje de un bobinado de transformador, ya que cada uno tendrá diferentes accesorios para su construcción, así como diversas necesidades y habilidad manual.

a) Máquina de bobinar.

Por rudimentaria que sea, es muy provechoso el montarse una máquina

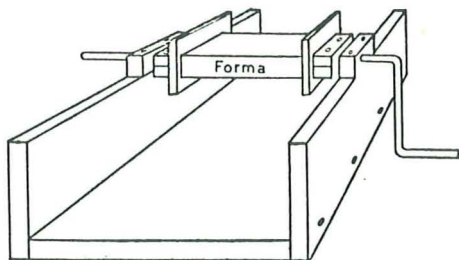


FIG. 10.

elemental, pues nos facilitará en gran manera el trabajo. Si observamos la figura 10 vemos la manera de construirnos una simple y elemental «bobinadora» con unos trozos de madera y alambres; no entramos en detalles constructivos por creer que cada uno utilice sus elementos según considere oportuno. Tened en cuenta las dimensiones para poder trabajar holgadamente y permitir el enrollamiento adecuado del bobinado.

b) Forma o «núcleo» para la máquina.

Es evidente que dicha forma debe ser ligeramente mayor que el núcleo magnético para después permitir la introducción de todas las chapas que forman aquél. Al apretar las espiras ocurre con frecuencia que después es difícil soltar la bobina de la forma; es por ello que es aconsejable dejar unos surcos en la madera de la forma, hechos en sentido longitudinal, para pa-

sar por ellos un cordel y facilitar el despegue de la bobina (Fig. 11). Otra

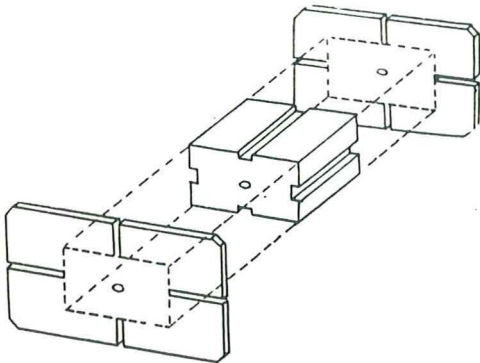


FIG. 11.

dicha parte, que después recibirá en su interior el núcleo magnético (Fig. 13). Hay quien usa tapas en los bordes y quien prescinde de ellas; de todas maneras, tienen mejor aspecto los bobinados con tapas; de efectuarse así, recordad marcar las tensiones en las salidas de hilos, a cuyo efecto se efectuarán los correspondientes orificios (ver Figs. 14 y 15). Si se bobina el conjunto en dos carretes laterales, en vez de sobreponerlos, como es lo normal, deben distribuirse los primarios y secundarios para un trabajo más uniforme del transformador.

En el caso de no usar tapas en el carrete, debe prescindirse de 3 ó 4 espiras al principio y final de cada capa

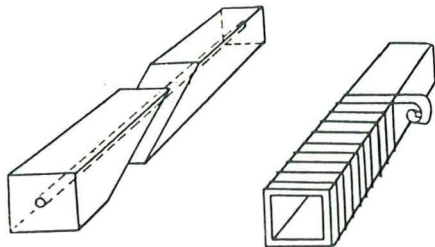


FIG. 12.

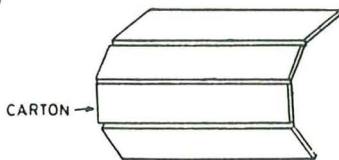


FIG. 13.

solución es la que se muestra en la figura 12. La forma se construirá con cualquier madera.

c) Molde del carrete.

El carrete que sostendrá los bobinados puede hacerse de cartón parafinado o plástico pegado; debe ser suficientemente robusto como para no deformarse una vez retirado de la forma (lo ideal es un espesor de 1,5 mm).

Si usamos cartón, antes de empezar el bobinado es conveniente enrollar en el centro unas vueltas de cinta aislante plástica de buena marca para reforzar

con respecto a la anterior, para evitar que se suelten las últimas espiras. Aconsejamos el uso de tapas.

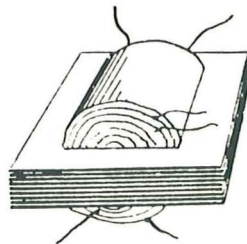


FIG. 14.

d) Bobinado.

Todo preparado, con el aislamiento de las chapas restaurado, la lista de los datos siempre a la vista y procurando no ser interrumpido para no equivocarnos en la cuenta de vueltas o espiras, empezaremos a enrollar hilo sobre el carrete, procurando tener tensado el hilo y girando siempre en el mismo sentido.

Según se vio:

- Primario de 110 V — 220 esp hilo S.W.G. núm. 18.
- Primario de 110 V — 220 esp hilo S.W.G. núm. 18.
- Secundario de 840 V — 1.680 esp hilo S.W.G. núm. 24.

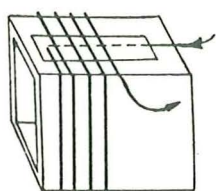


FIG. 16.

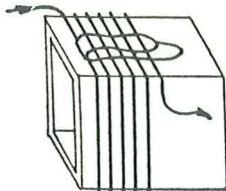


FIG. 17.

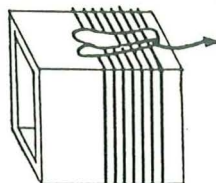


FIG. 18.

- Secundario de 104 V — 208 esp hilo S.W.G. núm. 38.
- Secundario de 6,3 V — 13 esp hilo S.W.G. núm. 16.
- Secundario de 12,6 V — 26 esp hilo S.W.G. núm. 20.

Empiécese como se indica en las figuras núms. 16 y 17 y enróllese las 220 espiras que formarán la primera parte del primario. Al final de cada capa, una vez sujetos el hilo y carrete, barnícese dicha capa y envuélvase dicha capa con papel aislante. Al llegar al final, o sea una vez bobinadas las 220 espiras, sujétese el hilo con cinta aislante y córtese, dejando el suficiente hilo para su conexión exterior (figura 18).

Como se comprenderá, los hilos que

pasan por los orificios hechos a las tapas para su conexión exterior deben estar convenientemente aislados con cinta o macarrón.



FIG. 15.

Una capa de papel o cartón parafinado separará una sección del bobinado

de otra, y tal como hemos hecho con la primera sección del primario haremos con su segunda parte y después con todo los secundarios. Recordad la toma media de la alta tensión, así como en los bobinados de filamentos sus tomas medias a masa para evitar ruidos de fondo.

Terminado de bobinar todo el carrete y bien cubierto con cartón parafinado, lo retiraremos de la máquina de bobinar para bañarlo con resina.

En un recipiente fundiremos dos partes de resina y una de parafina; una vez en estado líquido, déjese enfriar un poco para no quemar el papel aislante del carrete. Cuando la mezcla se haya enfriado un poco, introdúzcase el carrete suspendido por un alambre. Muévase el carrete en el seno del li-

quido y sáquese cuando se observe que ya no se desprendan burbujas de aire, lo que indica que se ha desprendido todo el aire y humedad del interior del bobinado, aparte que la resina impregnada en todo su interior evitará la entrada de la humedad a que estará sujeto el transformador.

Déjese secar la bobina suspendida y en lugar seco. Una vez seca la bobina, ya podemos montar en su interior el núcleo, colocando las chapas en posición alternada (véase la Fig. 2).

11. BIBLIOGRAFIA.

Para la confección de este trabajo nos hemos servido de temas publicados en:

The J. y P. Transformer Book.
Kempe's Engineers Year-Book.

Applied Electricity, da American Technical Society.

Manual A.E.G. (edic. 1956 española).

Fórmulas do Electrotécnico, da Nova Biblioteca de Instr. Profissional.

The Radio Amateurs' Handbook.

Revista QST.

CR7CG.

NOTA DEL TRADUCTOR.—La solución para conectar a 110 debe ser con los dos bobinados conectados en paralelo para 110 V (o sea deben montarse como bobinados separados y al conectarse procurar que la corriente circule en el mismo sentido). Otra solución, y ésta es la más utilizada, es que el mismo bobinado tenga una toma a 110 V y el final a 220. Pero en este caso debe aumentarse la sección del hilo del tramo de 110 V para que admita su correspondiente intensidad de corriente, que será el doble de la de 220 V.

Fuentes de alimentación económicas

ANTONIO BLANES PALMER,
EA4-1393 U.

Estas líneas van dirigidas principalmente hacia los principiantes, que les gusta montar sus propios equipos, y quizá sirva también de recordatorio a otros.

Muchas veces vemos publicadas referencias de equipos que nos gustaría montar para probarlos, pero unas veces por considerarlo demasiado conocido o por no complicar el esquema no se incluye la fuente de alimentación y se limitan a indicar el valor de la AT con valores entre los 600 y los 1.200 V.

A continuación echamos mano a nuestra colección de esquemas y casi todos los que encontramos de fuentes de alimentación poseen dos o tres transformadores voluminosos y caros (recientemente un transformador de 220 V/32 V-5 A para una fuente de BT me ha costado más de 650 ptas.). Al ver estas cosas pensamos que luego, si el equipo no funciona como esperábamos, bastante dinero en unos transformadores sin ninguna utilidad inmediata; por el contrario, el resto de los elementos son recuperables para otros experimentos.

Por el contrario, aplicando las propiedades de un circuito que usamos todos los días al conectar nuestro televisor (el doblador de tensión) podremos

conseguir un máximo de 1.280 V con sólo cuatro diodos y cuatro condensadores, y que luego podemos utilizar para otras cosas si no consideramos bueno al equipo montado.

Empezaremos por el rectificador más

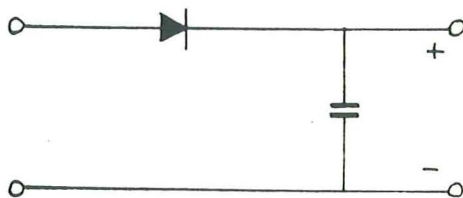


FIG. 1.—Rectificador de media onda.

simple y lo haremos evolucionar hasta llegar al final; este es el rectificador de media onda (Fig. 1). Si colocamos en serie con una línea de c.a. de uso doméstico (125 ó 220 V) sólo tendremos corriente en un sentido, que prácticamente no servirá para nada, porque al medir la salida sólo tendremos 55 ó 105 voltios (según la línea sea de 125 ó 220 V), debido a que durante la mitad del tiempo no circula corriente. Si conectamos a la salida un condensador, éste tomará la carga de la tensión de pico de la línea

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{eff} = 1,414 V_{eff}$$

lo que nos dará los valores de 180 o 320 V, según la tensión de la red. Este circuito sólo es válido para circuitos de bajo consumo, porque al aumentar la corriente la descarga del condensador hace que decaiga la tensión de alimentación y es difícil conseguir una buena

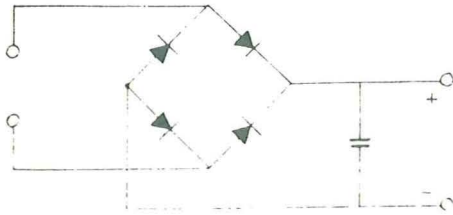


FIG. 2.—Rectificador de onda completa.

estabilización de la tensión (filtrado).

Podemos hacer uso de las dos alterancias de la corriente con un rectificador de doble onda; como encontrar un punto medio de referencia es difícil sin ayuda de un transformador, y éste no lo queremos usar, recurriremos al rectificador en puente (Fig. 2).

Con este circuito tenemos las mismas tensiones que con el anterior, pero con la ventaja de poder disponer de más corriente con menos problemas de filtro.

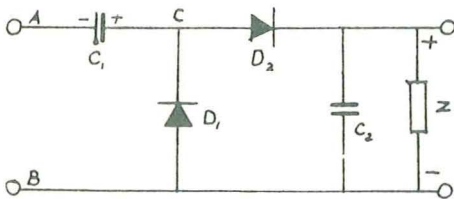


FIG. 3.—Doblador de tensión.

to viéndolo en dos etapas, siguiendo el

El paso siguiente, si necesitamos más tensión y no queremos emplear transformadores caros, es emplear el circuito doblador de que lo emplean la casi totalidad de los televisores nacionales (Fig. 3).

Vamos a recordar su funcionamiento

camino de los electrones y suponiendo que éstos no pueden atravesar el condensador.

Cuando a sea negativo con respecto a b en la placa izquierda de C_1 , habrá exceso de electrones que desplazarán a los de la placa de la derecha; éstos sólo pueden pasar por D_1 hacia b ; por tanto, el condensador C_1 habrá adquirido la carga correspondiente a la tensión de pico de la red (180 ó 320 V) al no haber, por ahora, corriente de descarga.

En el semiciclo siguiente a es positivo con respecto a b y el condensador C_1 no puede descargarse a través de D_1 , y podemos considerar el circuito B-A-C como dos generadores conectados en serie (sumándose sus tensio-

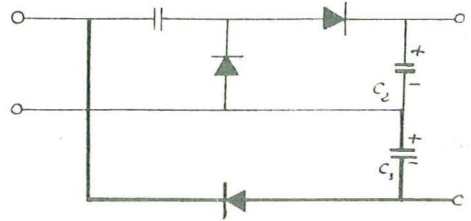


FIG. 4.—Triplicador de tensión.

nes) y que podrán hacer circular una corriente a través de Z y D_2 . C_2 adquirirá una carga equivalente a dos veces el valor de pico de la tensión de la red (350 ó 640 V).

Podemos obtener aún valores más altos de tensión usando el triplicador de tensión (Fig. 4). El triplicador está constituido por un doblador como el descrito anteriormente, al que se le suma la tensión producida por un rectificador de media onda (en el dibujo en trazo grueso). No creo que sea necesario explicar su funcionamiento; los condensadores C_2 y C_3 tienen una d.d.p. doble e igual a la de la red que al sumarse da el triple de la tensión de entrada (520 ó 960 V).

Por último, el cuadruplicador de tensión está compuesto por dos doblado-

res (Fig. 5), uno con salida positiva y el otro con salida negativa respecto al punto común (obsérvese que los cuatro diodos por sí solos están conectados en serie); las tensiones que podemos medir sin corriente de carga serán de 700 V para una línea de 125 V y de 1.280 V para una red de 220 V.

Pasando a la realización práctica de este último circuito y suponiéndolo conectado a una red de 220 V (1.280 V de salida), vemos que los condensadores C_1 y C_3 y los cuatro diodos están sometidos a una tensión de unos 325 V y que C_2 y C_4 lo están a una tensión de unos 650 V; por tanto, vamos a elegir valores.

Entre la producción de Copresa/Miniwatt tenemos los diodos de bajo costo del tipo BY127, con las siguientes características, según los catálogos de octubre de 1969:

BL127: diodo de silicio encapsulado en plástico con una temperatura máxima de 150° C, con los siguientes datos relativos a sus condiciones de trabajo:

Tensión inversa de trabajo (valor de pico): 800 V.

Corriente directa media: 1 A.

Corriente directa no repetitiva (valor de pico): 40 A.

Caída de tensión para una corriente de 5 A: menor de 1,5 V.

A 25° C, corriente inversa para una tensión inversa de 1.250 V: menor de 10 μ A.

Para C_1 y C_3 , cuanto mayor sea su capacidad, mayor será la corriente que puedan suministrar; en TV, para una corriente de 0,3 a 0,4 A, se suelen emplear unos 200 F. En el comercio sólo se encuentran con facilidad condensadores reversibles de 200 μ F/150 V, pero pueden emplearse unos condensadores electrolíticos de tipo múltiple de 200 + 100 + 50 + 25 μ F, del que se pue-

den aprovechar las secciones necesarias.

Para C_2 y C_4 habrá que emplear, si no se dispone de condensadores de 650 V, una red de condensadores serie-paralelo; conviene recordar que es conveniente unir los puntos equipotenciales y acoplarles un divisor de tensión formado por resistencias de alto valor para igualar las condiciones de trabajo de todos los condensadores. Pueden

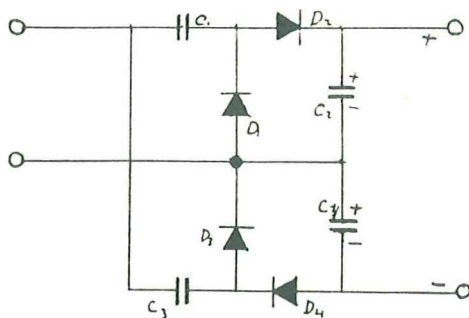


FIG. 5.—Cuadruplicador de tensión.

emplearse para el filtro válvulas de cátodo frío estabilizadoras de tensión, conectadas en serie igual que los condensadores si fuese necesario.

Desde luego ésta no será una fuente de alimentación perfecta, porque al tratar de conseguir una tensión de salida bastante estabilizada y una corriente de casi un amperio, o más si se colocan los diodos por parejas, puede quedar la salida reducida a unos 800 o 1.000 V; pero con esto también se pueden hacer muchas cosas; además, todos los elementos son fácilmente recuperables para emplearlos posteriormente en otros circuitos.

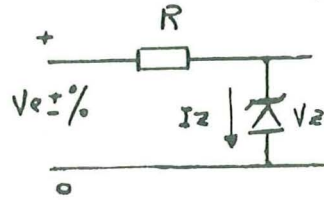
Sin otro motivo particular, aprovecho para enviaros un saludo a todos, ofreciéndoois mi colaboración en todo lo que pueda ayudaros.

Circuitos estabilizadores de corriente continua

1. FUNCIÓN

La necesidad de estabilizar la tensión de salida E_o es evitar que aparezcan fluctuaciones por variaciones de la tensión de entrada, o por variaciones de consumo.

Se desprende que sólo precisamos estabilizar cuando el consumo del aparato a alimentar tenga un consumo variable. De no estabilizar, las variaciones de consumo harían que en extremos de R_s apareciera más o menos tensión, variando la tensión de salida, lo que se transformaría en un zumbido.



$$R = \frac{V_{eM} - V_z}{I_{zM}} < R < \frac{V_{eM} - V_z}{I_{zmin}}$$

2. DIODOS ESTABILIZADORES DE TENSIÓN

Existen dos teorías que explican su funcionamiento: la teoría de Zener, admitida para diodos de $V_z \leq$ de 6 vol., y la de Mckay y Mcattee, para los de mayor voltaje.

$V_z \leq 6$ vol.—Al aumentar la tensión inversa llega a que el campo eléctrico de la unión sea lo suficiente como para romper los enlaces covalentes, produciendo un número elevado de portadores de carga.

$V_z > 6$ vol.—Los portadores generados térmicamente por la tensión que se les aplica adquieren energía suficiente, produciendo portadores de choque, que serán acelerados a su vez, produciendo una reacción en cadena.

El coeficiente de temperatura es positivo para los primeros y negativo para los segundos.

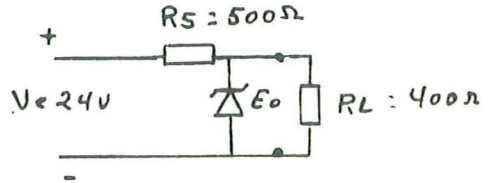
3. CIRCUITO ESTABILIZADOR SIMPLE

El cálculo de la resistencia limitatriz R debe estar comprendido entre los siguientes valores límites;

La resistencia dinámica del diodo es:

$$r_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z}$$

Analicemos el siguiente circuito:



Se pretende reducir el voltaje para salida E_o a 9 voltios. Para ello tenemos un diodo estabilizador de V_z 9 V y $r_z = 10$.

Determinemos primero el voltaje E_o sin el diodo:

$$V_{RL} = R_L \cdot I = 400 \cdot 0,026 = 10,4 \text{ voltios}$$

Por aplicación de la teoría de Thevenin, R_s y R_L están en paralelo con la fuente, y se transforma en:

$$R = \frac{R_s \cdot R_L}{R_s + R_L} = 222 \Omega$$

Pasemos a determinar la tensión E_o :

$$I = \frac{10,4 - 9}{222 + 10} = 0,006 \text{ A}$$

La tensión en r_z será:

$$0,006 \cdot 10 \cdot 0,06 \text{ V}$$

Luego $E_o = V_z + R_z \cdot I_z = 9,06 \text{ V}$.

La potencia a disipar por el diodo será:

$$P_z = I_z \cdot V_z + I_z^2 \cdot r_z = 54 \text{ mW}$$

La corriente que puede pasar por el circuito es:

$$\frac{24 - 9}{900} = 16 \text{ mA}$$

La disipación máxima del diodo cuando $I_c = 0$ será:

$$I_{zM} = \frac{24 - 9}{900 + 10} = 16 \text{ mA}$$

En este caso la potencia del diodo será:

$$P_z = V_z \cdot I_{zM} + I_{zM}^2 \cdot r_s = 146 \text{ mW}$$

Calculemos el siguiente circuito:

Se desea un circuito estabilizador para $E_o = 6 \text{ V}$ y 100 mA . $E_{in} = 20 \text{ V}$.

Al aumentar la corriente de carga disminuye la corriente a través del diodo, y será mínima; entonces la corriente mínima del diodo debe ser mayor que la corriente de ruptura del mismo. Para asegurar la estabilidad se suele usar un 10 por 100 de la corriente máxima a suministrar:

$$I_{zmin} = \frac{100 \cdot 10}{100} = 10 \text{ mA}$$

La corriente que pasa por R_s es $I_c + I_z$, sólo en el caso de máxima carga, por lo que I_z es mínima:

$$I = I_{zmin} + I_{cM} = 110 \text{ mA}$$

R_s será:

$$R_s = \frac{20 - 6}{0,110} = 127 \Omega$$

La potencia en el diodo será máxima cuando la carga sea mínima. Entonces:

$$I_{zM} = \frac{20 - 6}{127} = 110 \text{ mA}$$

La potencia máxima, por lo tanto, será:

$$P_{zM} = 6 \cdot 0,110 = 0,66 \text{ W}$$

Si el circuito estabilizador ha de contrarrestar sólo las variaciones de la carga, el valor dado a R_s es aceptable; sin embargo, si queremos diseñar el circuito para que establezca las variaciones de la tensión de entrada, el valor dado a R_s no nos vale.

Una variación en la tensión de entrada de ± 10 por 100 sería:

$$E_{inM} = 22 \text{ V}$$

$$E_{inm} = 18 \text{ V}$$

La fórmula a emplear ahora sería:

$$R_{sM} = \frac{E_{in} - V_{zM}}{I_{zm} + I_{LM}} = \frac{18 - 6,6}{0,01 + 0,1} = 104 \Omega$$

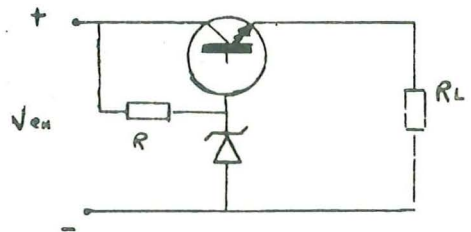
$$R_{sm} = \frac{E_{inM} - V_{zM}}{\frac{P_{zM} + I_{Lm}}{V_{zM}} + 0} = \frac{22 - 6,6}{\frac{0,66}{6,6} + 0} = 134 \Omega$$

El valor de R_s será el valor medio; es decir, 119, y la potencia, la máxima:

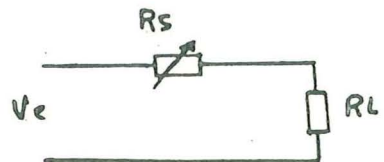
$$P_{Rs} = (22 - 5,4) \cdot 0,110 \cdot 1,82 \text{ W}$$

Al diodo le damos una tolerancia del 10 por 100, por lo que su tensión puede oscilar entre 5,4 y 6,6 V.

4. CIRCUITO CON TRANSISTOR EN SERIE



Su circuito equivalentes es:



La resistencia R_s es el transistor; el diodo recoge las variaciones de consumo y las

transmite a la base, haciendo a éste más o menos conductor.

Se cumple que $V_c = V_z - V_{be}$.

La elección del transistor es que debe estar en condiciones de conducir la carga y disipar la potencia:

$$P_d = I_{cM}(V_{eM} - V_c)$$

La resistencia limitatriz es:

$$R = \frac{I_{cM}}{\beta_{\min}} \quad I_{b\min} = \frac{I_{cM}}{\beta_{\max}}$$

de donde

$$R = \frac{V_{eM} - V_z}{I_{zM} + I_{b\min}} < R < \frac{V_{e\min} - V_z}{I_{z\min} + I_{b\min}}$$

como sabemos, $I_e = I_c + I_b$

Entonces:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{\alpha I_e}{(1 - \alpha)I_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

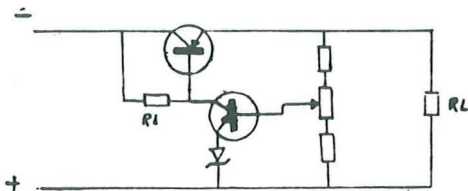
si lo consideramos el 95 por 100, será:

$$\beta = \frac{0,95}{1 - 0,95} = 19$$

La potencia a disipar por el colector será:

$$P_c = V_{ce} \cdot I_c$$

Examinemos otro circuito más complejo y de más estabilización:



Lo componen tres bloques, que son:

1.º *Transistor serie.*—Lo integra TR1, que conducirá (entregando más o menos tensión a la fuente) en función de la tensión que le entreguen los otros dos bloques.

2.º *Amplificador de error.*—Este bloque compara la tensión de salida del circuito con una tensión de referencia y entrega al bloque primero la diferencia.

3.º *Tensión de referencia.*—Es un diodo estabilizador con la misión de que el amplificador de error puede comparar entre la tensión fija que éste le da y la variable de la salida.

Por ejemplo: Una disminución del consumo se transforma en extremos de RL en una subida de tensión. Esto da como consecuencia que el potencial de base de TR2 suba con respecto al potencial de emisor fijado por D1; la corriente de colector aumenta, provocando más caída de tensión en R1 y disminuyendo TR1 su conducción, por lo que contrarresta la subida.

INTENSIDAD DE CORRIENTES EN EL BOBINADO DE UN TRANSFORMADOR DE FUENTE DE ALIMENTACION

José Antonio GAMEZ ALES.
Socio de la URE

Cualquier radioaficionado de esos que disfrutaron, o aún disfrutan, del placer de la construcción de accesorios o incluso equipos se ha encontrado, en más de una ocasión, con la muy agradecida tarea de materializar una fuente de alimentación.

Es el trabajo que con más posibilidades de éxito puede abordar tanto el experto como el principiante. Una sencilla fuente de alimentación, para conexión a la red, puede ser «diseñada» por el más bisoño de nuestros colegas, con el solo requisito de poseer unas cuantas —pocas— ideas claras. Si la fuente debe entregar una salida de tensión muy estable, gran cantidad de corriente y, puestos a pedir, ser regulable y corto circuitable, el objetivo se complica un poco. Pero todos esos requisitos encuentran mejor o peor solución en la circuitería que va detrás de los indispensable transformadores, diodos y condensador de filtro, y no es a ella a la que quiero referirme, sino a los necesarios elementos que acabo de mencionar.

En la *figura 1* están representados los tres circuitos básicos más frecuentes de fuentes

varía senoidalmente con el tiempo. Prescindiré por ahora de escribir cualquier fórmula, en bien de quienes pudieran no entenderlas, y seguiré recordando que el condensador de filtro se carga a la tensión de pico que el secundario del transformador entrega, y que esa tensión es un 41 por 100 mayor que la nominal (eficaz). Lo anterior es cierto si prescindimos de la caída de tensión en los diodos, y como ésta suele ser muy pequeña, nos olvidaremos de ella.

Es posible ya que alguien no cayera en la cuenta de que la intensidad que atraviesa los diodos y, por tanto, la que pasa por el transformador (tanto por el secundario como por el primario), así como la que carga el condensador, no tiene, como la tensión, una forma senoidal. Y no me estoy refiriendo sólo al hecho de que esta corriente tenga un único sentido (excepto en los bobinados del transformador del circuito (b) y el primario del circuito (c), en que sigue siendo alterna), sino al de que el diodo no conduce hasta que la tensión en el secundario del transformador supere a la del condensador. En la *figura 2* se han

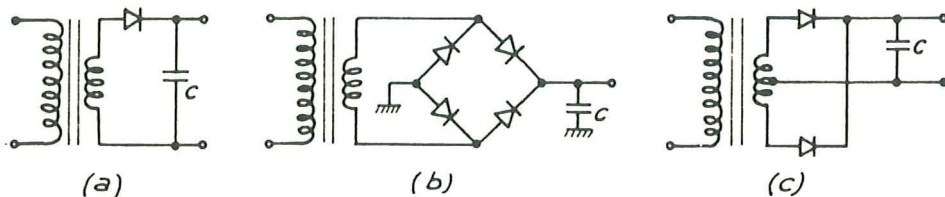


Fig. 1

de alimentación modernas. Todos sabemos que la tensión entregada por el bobinado del transformador es alterna, y que su valor

representado las formas de estas dos tensiones en un semiperíodo (prescindiendo, como dijimos, de la caída de los diodos).

También se ha dibujado y sombreado, de forma aproximada, la que sería la intensidad en el circuito considerado, y vemos que se trata de un impulso de corriente de menor o mayor duración. Siempre se tiene esto en cuenta cuando se eligen los diodos rectificadores, y dado que estos picos de corriente tienen un valor máximo bastante más elevado que el valor medio de la corriente de salida, dicha elección debe de ser generosa. De todas formas, los diodos corren un peligro mayor cuando el condensador de filtro tiene una capacidad elevada en el momento de conectar la red, ya que en pocos ciclos debe circular por ellos la cantidad de corriente necesaria para cargarlo totalmente. Esto da lugar a una corriente transitoria que, si no se han tomado medidas para evitarla, condiciona la elección del tipo de rectificador. Afortunadamente, los diodos modernos no nos plantean problemas ni de precio ni de volumen, y aquella generosidad en la elección no es difícil.

Pero poca gente se ha planteado cuál es el efecto que esta forma de intensidad produce en el transformador, y así es frecuente oír o leer que, refiriéndose a la figura 1, en los circuitos (a) y (b) la intensidad nominal del secundario ha de ser la misma que la de

atraviesa supera el valor recomendado por el fabricante, aumentarán las pérdidas I R y se producirá un calentamiento anormal. También es conocida la definición práctica de «intensidad eficaz» de una corriente variable cualquiera: Es el valor de la intensidad de corriente continua que produciría, en una resistencia determinada, el mismo efecto calorífico que la corriente dada.

Imaginemos ahora un circuito rectificador, por ejemplo, el (a) de la figura 1, y supongamos que debe de entregar una corriente continua de salida de 1A. Supondremos también, en una simplificación que justificaremos en la segunda parte de este artículo, que esa corriente la entrega el transformador mediante impulsos de 10A que duran 2 mseg. y no suministrando ninguna intensidad durante los 18 mseg. siguientes. La energía disipada por el bobinado, de resistencia R durante cada ciclo, será entonces:

$$I^2 \cdot R \cdot T = 10^2 \cdot R \cdot 0,002 = 0,2 \cdot R \text{ julios}$$

El valor eficaz de esta corriente se obtendrá, pues, igualando esa energía (que se desprenderá en forma de calor) a la que proporcionaría una intensidad de corriente continua durante los 20 mseg. completos:

$$0,2 \cdot R = I_{ef}^2 \cdot R \cdot 0,02$$

de donde

$$I_{ef} = 3,2 \text{ A}$$

El transformador necesario para un circuito semejante debería tener, pues, un secundario de una intensidad nominal de 3,2 amperios o mayor, calentándose en exceso de no ser así.

Sorprendente, en verdad, el resultado, y lo es más aún si se tiene en cuenta que también en el devanado primario la forma de la intensidad es la misma y produce, por tanto, las mismas pérdidas anormales. Si además adelanto que núcleo también se calentará más de lo debido con una corriente semejante, alguien, incrédulo, podría preguntarme: ¿Y por qué no explotan las fuentes que hay por ahí construidas? O, un poco más en serio: ¿Cómo es, entonces, que funcionan correctamente? La respuesta es que no funcionan **correctamente** aquellas en que este factor no ha sido tenido en cuenta. Los picos de intensidad, entregados por el transformador, producen calentamientos anormales en los devanados, así como caídas de tensión en ellos, que hacen que no se alcance la tensión de pico teórica en el condensador de filtro. De esto suele culparse a los rectificadores, pero cualquier medida cuidadosa echa por tierra esta acusación. Quizá lo expuesto pueda aclarar anomalías no explicadas hasta ahora, y ojalá el contenido de la segunda parte ayude a dimensionar más adecuadamente el transformador de alimentación.

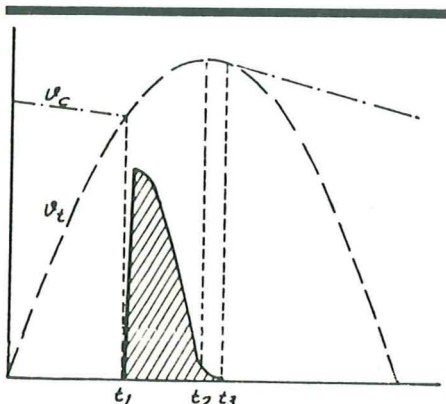


Fig. 2

salida, o, en el caso del circuito (c), la mitad,

Pensemos un poco en este tema y veremos lo erróneo de la afirmación anterior.

Las corrientes en forma de impulsos nos crean, en cualquier transformador, dos efectos perniciosos. Uno, en el propio núcleo del transformador, y que analizaremos en otro artículo, y otro en sus devanados.

Sabido es que la intensidad en cada devanado está limitada por su propia resistencia óhmica. Si la intensidad eficaz que lo

FUENTE DE ALIMENTACION CON CIRCUITOS INTEGRADOS

Por:

Juan Manuel MORALES LOPEZ,
EA7AHB

Ofrezco en esta sección (fig. 1) un circuito muy interesante por su simplicidad de montaje y también por su economía.

Los LM-138-238-338 son reguladores de tensión positiva, ajustables de tres terminales, capaces de proporcionar una corriente de 5 amperios en un margen de tensión de salida de 1,2 amperios y 32 voltios; son fáciles de usar y sólo hace falta dos resistencias para establecer la tensión de salida.

El límite de corriente de estos circuitos permite picos de corrientes de hasta 12 amperios en periodos cortos de tiempo, esto permite que los LM-138-238 y 338 puedan ser utilizados con fuertes tránsitos de corriente; en condiciones de carga mantenida, la corriente límite decrece a un valor en que se asegura la protección del regulador.

El regulador de la figura 1 proporciona una corriente de cinco amperios, trabajo continuo con una corriente de tránsito de 12 amperios y un margen regulable de tensión de 1,2 voltios, hasta 32 voltios CC. Esta fuente puede funcionar perfectamente con un transeceptor de banda lateral de baja potencia, como puede ser Argonaut el Yae-su FT7, también una gama muy grande de equipos de dos metros, así como amplificadores lineales; todos, por supuesto, con potencia inferior a 25 vatios.

En la figura 2, y con dos de estos circuitos y un tercero, como pudiera ser el LM-107, que es un amplificador operacional, se puede conseguir duplicar la corriente de salida, que sería de 10 amperios,

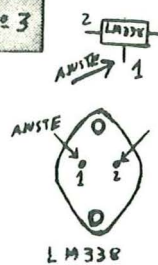
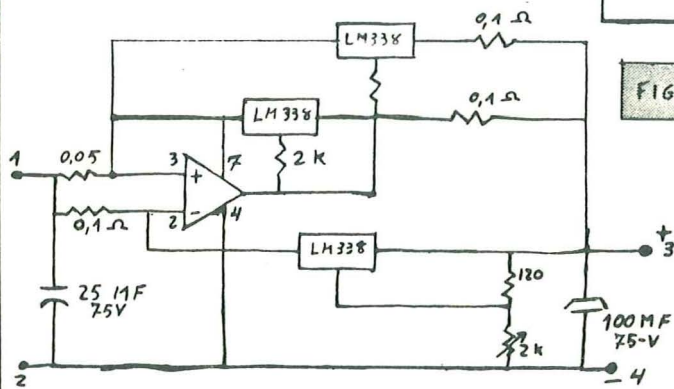
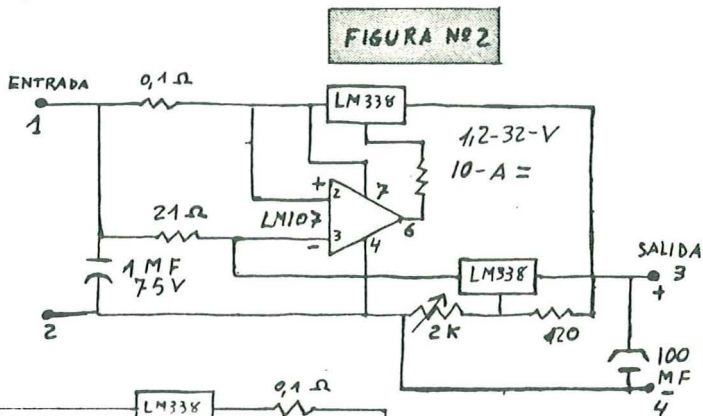
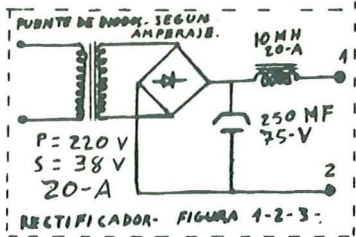
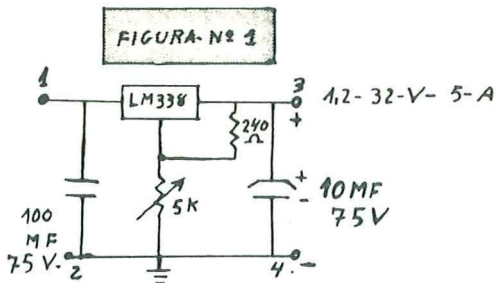
trabajo continuo, y con una corriente de tránsito de 24 amperios esta fuente es suficiente para alimentar un transeceptor FT7-B, o similar, y equipos de dos metros hasta 50 vatios de potencia máxima.

En la figura 3, y con tres circuitos integrados comandados por el amplificador operacional LM-307, se obtiene triplicar la corriente de salida, que sería de 15 amperios, trabajo continuo y corriente transitoria o pico de 36 amperios, lo que hace este circuito muy adecuado para alimentar transeceptores de bandas decamétricas que tengan una potencia comprendida entre 100 a 250 vatios P. E. P., también la inmensa mayoría de amplificadores lineales y equipos para dos metros.

Hay que destacar que cualquiera de los tres circuitos proporcionan una tensión exenta de rizado y son totalmente automáticos, disparándose cuando exista un consumo excesivo o un cortocircuito, y rearmándose automáticamente cuando esta condición desaparece.

CARACTERISTICAS TECNICAS LM-138-238-338

Corriente de pico	12	A. CC.
Corriente de salida	5	A. CC.
Tensión de salida ajustable a partir de	1,2	V. CC.
Regulación típica de línea ...	0,005	% V.
Regulación típica de carga ..	0,1	%
Corriente de limite constante con la temperatura.		



EA7-AHB

Para los Radio-Manitas

Por JON, EA 2-4727 U

Ante todo, saludos de nuevo, esperando que el artículo «Aperitivo» os haya gustado, y, ¿por fué no?, esperando muchas cartas y muchas consultas en el apartado 620 de Victoria.

Como por ahora no tengo nada que llevarme a la boca, sigo con los circuitos reguladores de tensión.

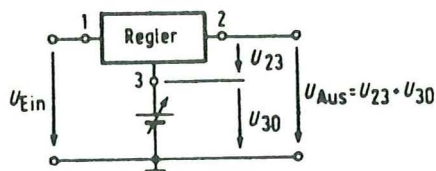
Hablamos ya en el artículo anterior de los circuitos integrados para la realización de fuentes de tensión fija, y hoy hablaremos de las fuentes de tensión variable.

Estos CI se comportan de la siguiente forma:

El CI compara una tensión de entrada con una referencia, que, en el caso anterior, era masa, y proporciona respecto a esa referencia una tensión de salida fija. Si nosotros variamos la referencia, variaremos la tensión de salida. Esto se consigue aumentando o disminuyendo el potencial del punto 3 respecto masa, intercalando una pila de forma directa o reversa (aumentando o

disminuyendo el potencial [= voltaje] del punto 3 respecto masa). Si sólo queremos que «aumente» la tensión de salida, podemos poner un partidor resistivo, que provoca una caída de potencial (= voltaje) entre 3 y masa (fig. 1 bild 2). En la figura 1 bild 1 tenemos la representación del «rollo» anterior. La tensión es la suma algebraica de la tensión 2-3 (indicada en el circuito vg.78XX) y la tensión de referencia, que puede ir desde $-XX$, para que la salida sea \emptyset , pasando por \emptyset para que la tensión de salida sea XX y tomar valores positivos para que la tensión sea superior a XX .

En la figura 1 bild 3 tenemos el esquema de una alimentación variable de \emptyset a 15 V. El TBA 625C regula una tensión de 15 V, y al unir su polo positivo a masa del circuito con MC7805CP, produce una referencia negativa, y, por lo tanto, la señal de salida varía 15 V + ($-V$ referencia), y, por lo tanto, la tensión obtenida puede ser hasta \emptyset V, ya que el CI 2 nos da hasta 15 V.



▲ Bild 1. Grundschtung

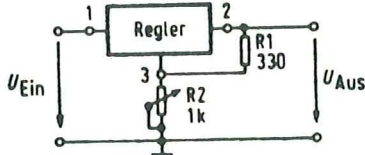


Bild 2. Regler mit erhöhter Ausgangsspannung

Bild 3. ▶
Regler mit verminderter Ausgangsspannung

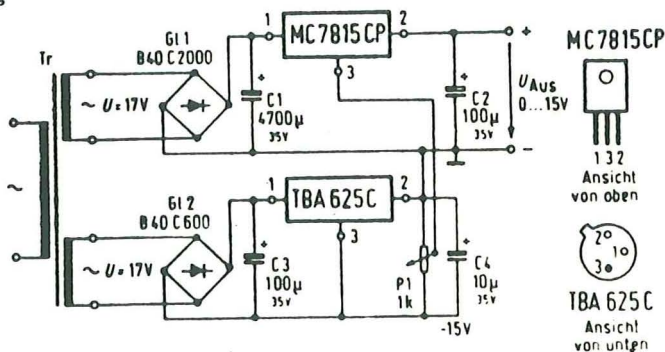


Fig. 1.

Este montaje se puede realizar sin circuito impreso, ya que el CI 1 de potencia hay que colocarlo en un radiador grande (todo lo grande que se pueda), el rectificador se puede colocar soldado directamente al transformador, a éste el condensador y en los contactos de salida el otro condensador,

haciendo lo mismo con el otro CI y el potenciómetro.

Tengo unos datos sobre este alimentador que variarán con el radiador que se le ponga, ya que tienen una limitación que se dispara cuando la temperatura de la unión sobrepasa los 150° C y entonces la corrien-

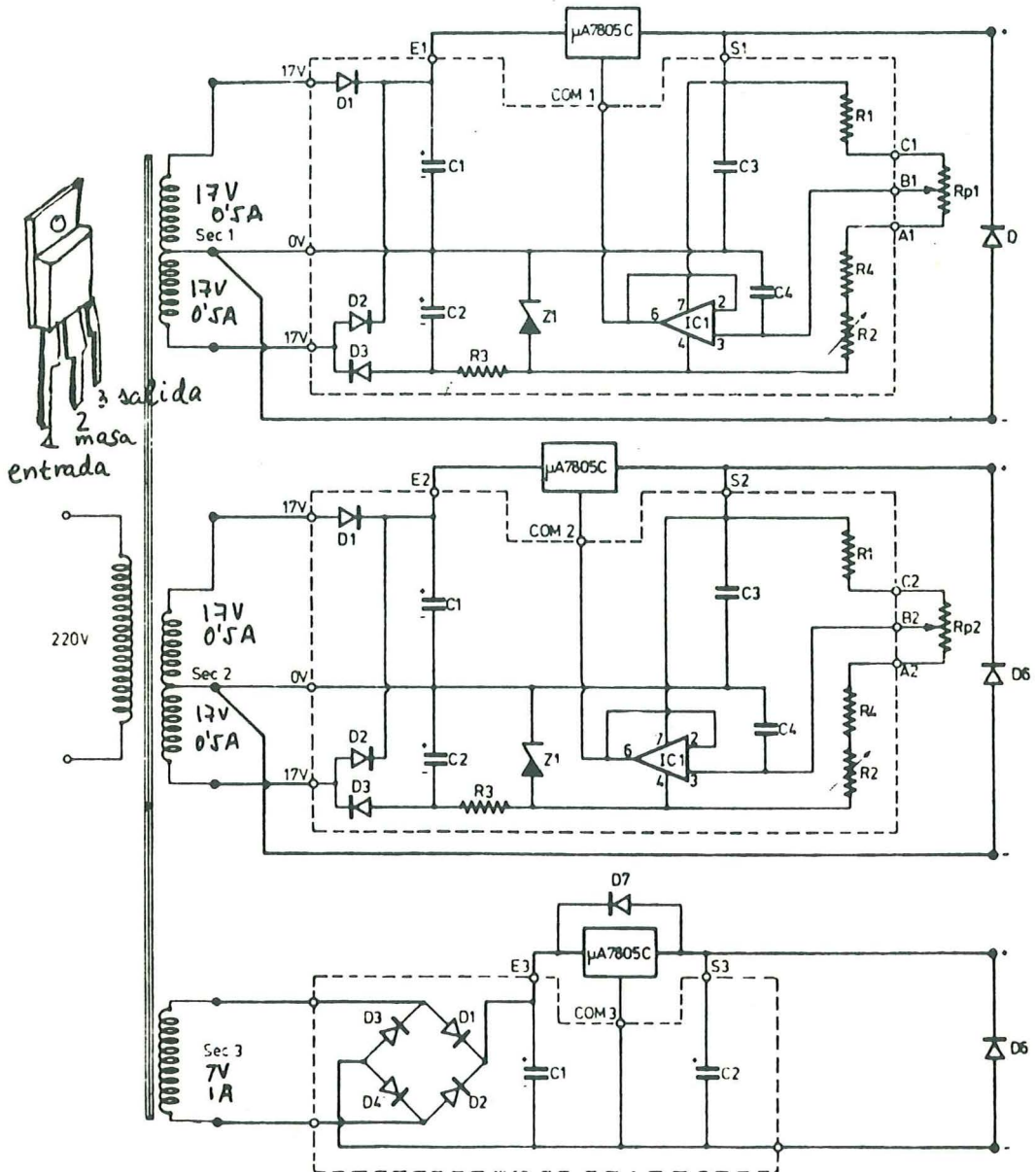


Fig. 2.—Alimentación a saltes múltiples.

te de salida depende de la temperatura ambiente, de la tensión proporcionada y del tamaño del radiador. Los datos son:

V=15 A max=1,8 V=10 A max=1,2
V=5 A max=0,7

Los doy únicamente a título orientativo. *

Ahora presento una fuente un poco más compleja, pero con los mismos resultados: Dispone de tres fuentes aisladas, con posibilidad de interconexión entre ellas; utiliza 3 MC 7805CP, 2 zener de 9 V y 2 circuitos SN72741 P, que es equivalente al LM741CN, el primero de Texas y el segundo de National. Caso de interesar se puede separar cada circuito para tener 0-15 V y 0-15 V ó 0-15 V, 5 V o los tres juntos: 0-15, 0-15 y 5 V.

El único ajuste que lleva es: Con el cur-

sor del potenciómetro en A, mover R2 hasta que la tensión de salida sea 0. Además, esta fuente lleva una protección contra inversiones de polaridad y la de 5 V un diodo para evitar la destrucción del integrado, caso de conectar a esta fuente una de 15 V, para no aplicar una tensión inversa entre los bornes 1 y 2. Adjunto circuito teórico, circuito impreso y colocación de componentes, así como la lista.

R1 : 62 kHm R2 : 47 kHm ajustable tipo PA10V R3 : 510 ohm R4 : 120 kHm
Potenciómetro: 100 kHm.
C1: 2m2F (2.200 µF) 35 V electrolítico.
C2: 100 µF 35 V.
C3: 150 nF : 150 kpF.
C4: 10 nF : 10 KpF.
Z: diodo zener de 9 V.

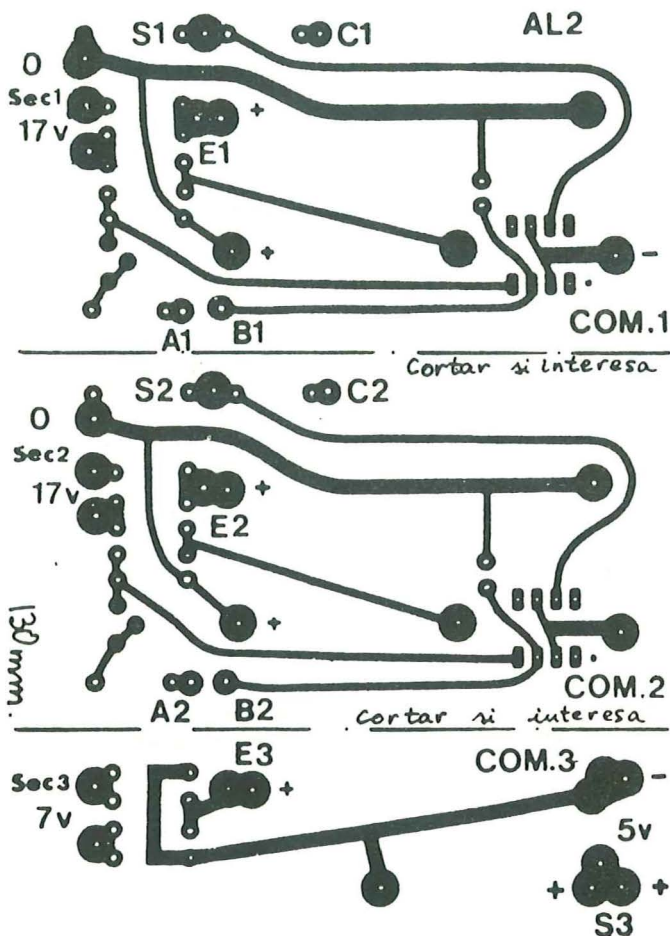


Fig. 3.—Circuito impreso.

D1 hasta D7: 1N4002.
 IC2: SN72741P de Texas o equivalente.
 IC regulador: MC7805CP.
 Transformador 125-220/17+17 0,5 A; 17+
 +17 0,5 A; 7 V 1 A; o si no se encuentra,
 transformadores separados.

- «Funkschau», 30 julio 1976, pág. 693.
- «Le Haut-Parleur», núm. 1.614, 8 septiembre 1977, pág. 235.

— «C. I. Para el Radioaficionado», R. Birchel, Col. Electrónica Práctica, 54-55, Ed. Marcombo, 1974.

— «The Radioamateur Handbook-ARRL».

Espero que os sirva para algo, y mientras sigo esperando vuestras cartas, voy preparando un artículo sobre protección de equipos transistorizados, de voltaje y de ROE, que espero os interese. 73 eta gero arte.

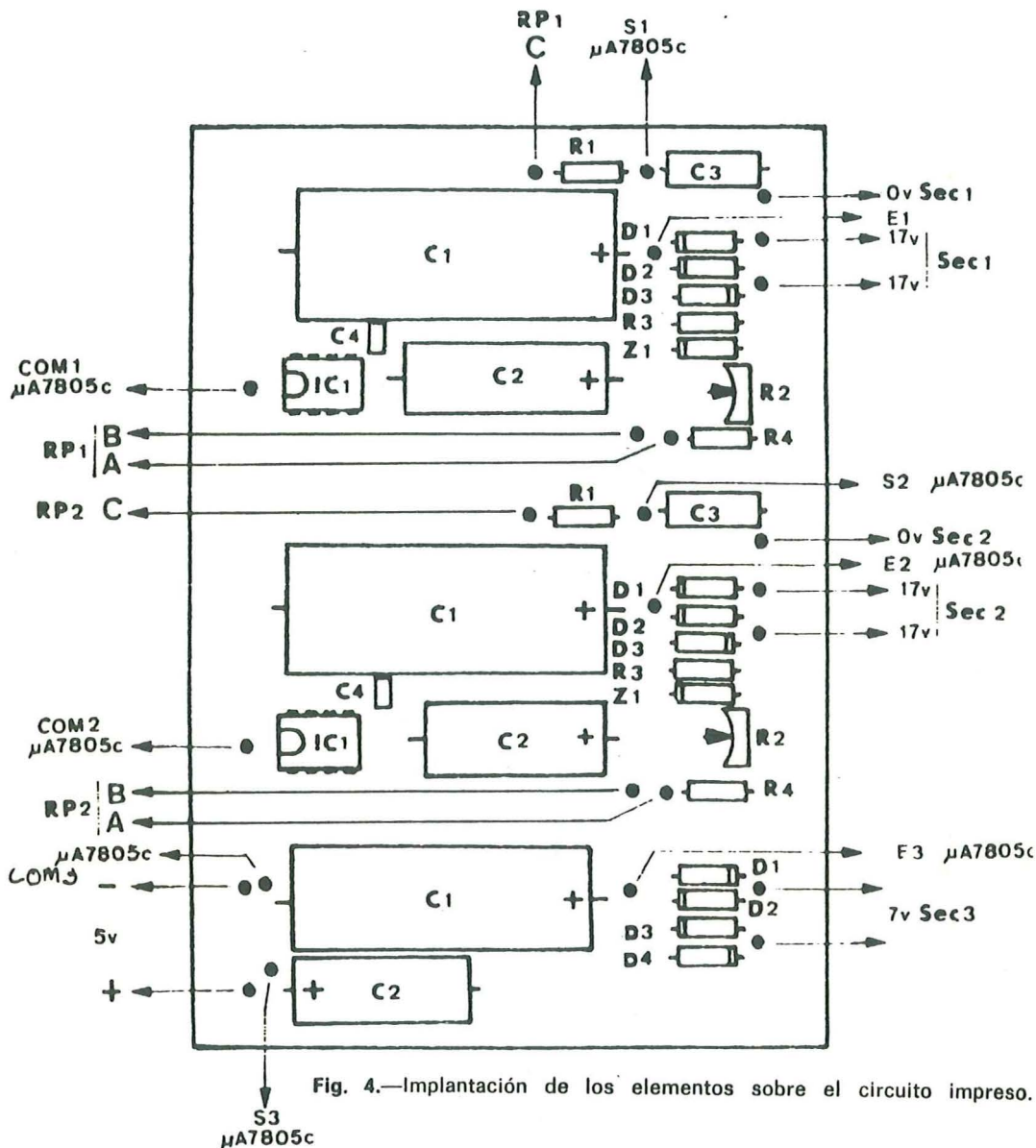


Fig. 4.—Implantación de los elementos sobre el circuito impreso.

«PROBLEMAS CON LA RF»

EC1AFN

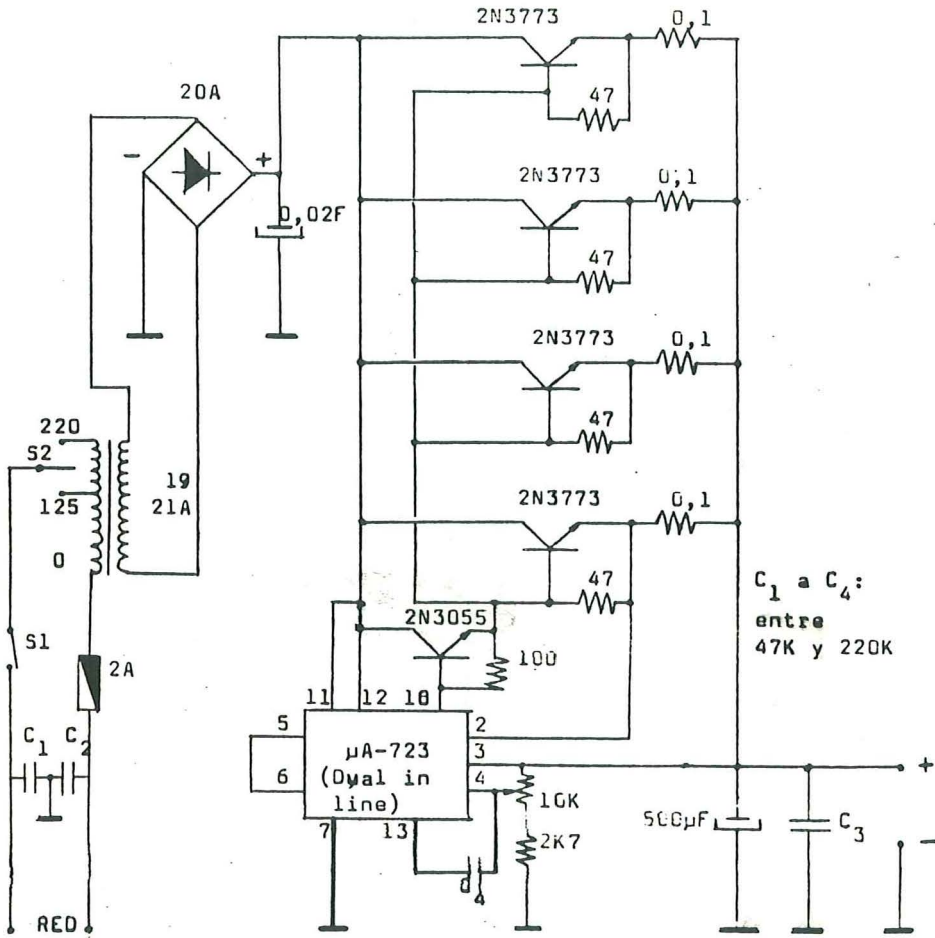
Estimados colegas:

La fuente de alimentación que utilizo para dar energía a mi equipo —un FT-707— es «home made» y me da sobradamente los

20 amperios que el equipo le exige en transmisión. Su esquema es el siguiente:

(Aquí va el esquema adjunto.)

Pues bien, el problema es el siguiente:



A la fuente le entra RF del equipo cuando éste trabaja a tope —o sea, siempre—. Yo le he puesto los condensadores C1 a C4 (o he cambiado alguno que ya estaba por otro de distinto valor) y con esto he evitado, en gran parte, el problema.

Pero el otro día se me ocurrió probar en 20 metros (naturalmente, fuera de la banda y exclusivamente como prueba) y resulta que aquí, lo mismo que en 17 metros (bajo las mismas condiciones), sigue entrando RF y a paladas (el filtro pasa bajo para 20), de tal forma que en CW, a más de 40 ó 50 W, empieza a saltar el relé al caer la tensión en la fuente por causa de dicho problema (en otras bandas a estas potencias no ocurre nunca). Pero en fonía la cosa es más «curiosa»:

Cuando hablo frente al micro, y si tengo la ganancia un poco subida —pero que en absoluto llega al nivel normal— el equipo se pone a emitir por sí solo —y a bastante potencia— un zumbido «raro» (puede ser de alterna, pero no estoy seguro), que sólo se quita poniendo a cero la ganancia de

micro, conmutando el «mode» o, desde luego, apagando el equipo.

Yo no entiendo qué puede pasar con esto del micro, y si aquí el problema sigue siendo el de la RF «que se escapa»...

Así que ruego a alguien si ha tenido el mismo problema (o los mismos problemas en el caso de que sean dos diferentes), o a cualquiera que pueda ayudarme, que lo haga, pero no me digáis que ponga un filtro Inductivo en la alimentación, porque en la caja de la fuente no me cabe nada.

Si alguien quiere ayudarme puede publicar en la revista su solución o mejor comunicármela a mí por carta —si no le importa gastarse 14 pesetas— o por teléfono —si le sobra el dinero.

Mi remite es el siguiente:

Agustín Alaíz (EC1AFN). C/Alvaro López Núñez, 10, 1.º León. Telef. (987) 24 02 84.

Quedo, desde luego, QRV a cualquier solución. 3's ES TNX.

Gracias:

PROBLEMAS CON LA RF

Motril, 18 de junio de 1982

EA7FF

Estimado colega:

En la revista URE del presente mes he leído tu artículo sobre los problemas que te está ocasionando la fuente de alimentación que te has construido, utilizando como «comparador-regulador» el conocidísimo 723, el cual, en montajes de baja frecuencia no ocasiona problemas, pero que al utilizarlo en alimentaciones de transceptores da muchos quebraderos de cabeza por lo sensible que es a los campos de radiofrecuencia. Hace algún tiempo monté varias fuentes de alimentación (tanto para mí como para varios colegas de la localidad), utilizando dicho circuito integrado y, con algunos equipos, se produjeron anomalías similares a las que te vienen ocurriendo.

Cansado de «investigar» sobre los orígenes del problema, me decidí por cambiar de circuito integrado, así que eché mano de esquemas y encontré uno que me gustó por su sencillez y por la teoría de funcionamiento por la que se regía; efectué algunos cambios y puse manos a la obra. En las pruebas realizadas dio los siguientes resultados:

1.º La tensión mínima necesaria entre colectores y emisores de los 2N3055 era de unos tres voltios, lo cual me pareció satisfactorio. A pesar de ello, te recomiendo que dicha tensión sea de unos cuatro o cinco voltios para asegurar su correcto funcionamiento, sobre todo si la tensión de entrada al transformador no es muy estable. El transformador que indicas me parece apropiado.

2.º La variación en la tensión de salida desde carga nula a plena carga (aproximadamente 18/20 amperios, y digo «aproximadamente» porque utilicé como carga lámparas de faro para coche, y su consumo real me ofrece serias dudas) era de unos 0.01 voltios, lo que suponía una notable mejora respecto al circuito equipado con el 723, el cual en condiciones similares producía una variación de 0,4 voltios; o sea, que el factor mínimo de mérito de un circuito respecto al otro era de 40.

3.º El condensador de salida del filtro podía ser de bajo valor, lo cual indicaba que la resistencia interna aparente del sistema regulador era muy baja.

Después de este largo preámbulo paso a las particularidades del esquema que te adjunto.

Las conexiones representadas por una línea más ancha indican que deben realizarse con cables gruesos, las demás conexiones se pueden hacer con cable normal. El conexionado del CI 7905, que debe estar refrigerado, se efectúa con tres cablecillos trenzados de la suficiente longitud como para poder fijarlo a la caja de la fuente, interponiendo una plaquita de mica para aislarlo eléctricamente de la misma (usar arandelas aislantes para el tornillo de sujeción). Las conexiones que parten de los puntos «D» y «A» hacia los terminales «-» y «+», respectivamente, deben hacerse directamente a las hembrillas de salida de la fuente, ya que entre ellas debe desarrollarse la tensión que sirva de referencia al 7905. Este punto es muy importante.

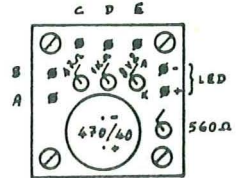
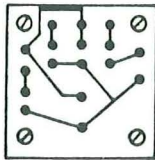
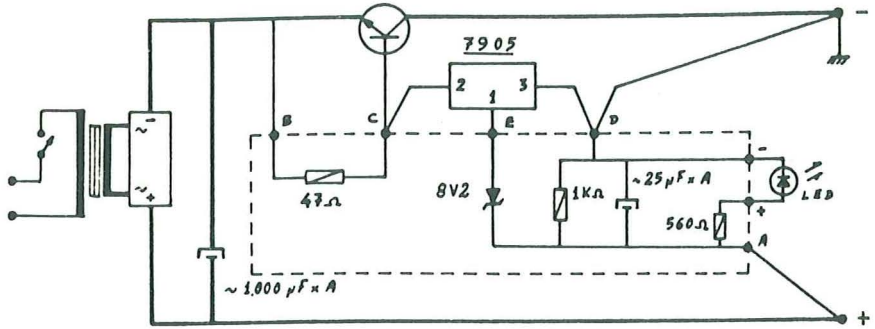
Aunque en el esquema sólo figura un 2N3055, en la realidad empleé seis (6) para los 20 amperios, interconectando los respectivos terminales. Aunque los colectores van directamente a masa, no te fíes de los retornos a través de la caja y únelos por medio de un cable grueso (lo mismo que para los emisores).

La tensión de salida de la fuente es de unos 13,5 V. (pueden ser 13,8 V, depende de la precisión del diodo zener); si quieres rebajar un poco dicha tensión, basta que cambies el zener por otro de 7,5 voltios. El zener soporta muy poca corriente, así que uno de 400 mW. es más que suficiente (serie BZY-88 o similar).

El condensador de entrada de filtro que empleé era de 22.000 microfaradios (más o menos como el que tú tienes), y el de salida era de 470 MFD/40 voltios porque era del que disponía de tipo vertical (un ITT).

Como verás, el esquema es muy simple y su realización práctica ocupa muy poco espacio, el circuito impreso es muy fácil y el conexionado del 7905 queda claro por la numeración de las patillas.

2N3055



El diodo LED que se indica no tiene otra utilidad que la de servir de piloto de la fuente, así que si tienes previsto otro tipo de piloto (una neón, por ejemplo), puedes anular dicho LED y la resistencia de 560 ohmios. No suprimas la resistencia de 1.000 ohmios, ya que es la encargada de descargar los condensadores de filtro cuando se apaga la fuente sin que tenga ninguna carga conectada a la salida.

Como tú has empleado otros transistores como reguladores (en vez de los 2N3055), supongo que habrás calculado su número como para que puedan disipar la potencia de regulación inevitable en este tipo de estabilizadores. Aproximadamente, unos 100 vatios en total, con 20 amperios de carga.

Si quieres incluir un voltímetro y un amperímetro, es lógico que el voltímetro lo conectes directamente a las hembrillas de salida de la fuente y el amperímetro puedes intercalarlo en la línea positiva que, partiendo del condensador de 22.000 MFD, va hacia la hembrilla positiva de salida. La caída de tensión que se produce entre los terminales del amperímetro (aunque normalmente pequeña, no es despreciable) no afecta al circuito regulador, puesto que éste toma la referencia entre los mismos terminales de salida de la fuente.

La principal «pega» de esta fuente es que no es regulable por medio de un potenció-

metro, pero para los equipos transeptores (al precio que van) creo que es mejor, ya que se evitan los errores de manipulación. Esta es mi opinión personal, pero si te interesara una fuente de tensión variable (entre 6,5 y 30 voltios), me lo comunicas y te mandaré otro esquema, basado en los mismos principios, pero un poco más elaborado (la placa de circuito impreso es de 5×3,5 cm. en vez de los 3,5×3,5 cm. de éste).

Aunque todo este larguísimo «rollo» no se corresponde exactamente con la solución que tú pedías, teniendo en cuenta que el material «pesado» de la fuente ya lo tienes (caja, transformador, rectificador, condensador de entrada del filtro, etc.), creo que vale la pena realizar este circuito, ya que supongo que lo más que te interesará es poder salir «al aire» sin «pitos ni flautas».

Las pruebas «reales» con transeptores, tanto de decamétricas como de dos metros, no mostraron ninguna alteración en el comportamiento de las fuentes montadas.

Una última recomendación, los transistores reguladores (los 2N3055 o sus sustitutos) deben ser de óptima calidad, sus ganancias lo más equilibradas posible y sin fugas en sus polarizaciones inversas. Todo esto también es muy importante.

Como no se me ocurre nada más, aquí termino; pero si hay alguna duda ya sabes dónde me tienes QRV para lo que gustes.

Recibe un cordial saludo.

SENCILLA Y EFICAZ FUENTE DE ALIMENTACION REGULABLE DE 3 A 30 VOLTIOS Y CORTOCICUIABLE

¿qué más queremos?



Por Agustí GUIU I RIBERA
EA3AHL

Gracias al circuito integrado A 723, o sus equivalentes Mc 1723, LM 723, RC 723, RM 723, SG 723, etc., podemos realizar una fuente de alimentación de gran precisión, regulable entre unos márgenes de 1 a 38 V. aproximadamente, la máxima salida nos viene determinada por la tensión de alimentación del circuito integrado, que nunca deberá sobrepasar los 40 V.

Este integrado contiene un amplificador de referencia, con compensación de temperatura, un amplificador de error, un circuito regulador serie y un circuito limitador de intensidad.

Tan solo con el circuito integrado, ya podemos construir una fuente regulable que nos dará una salida máxima de 150 mA. pero si deseamos obtener mayor intensidad de salida, se puede recurrir fácilmente a una amplificación, colocando transistores como seguidores de emisor. Colocando uno del tipo 2N3055 directamente a la salida, ya se podrá obtener 1,5 Amperios.

La protección contra cortocircuitos es una limitación de la intensidad de salida, que entra en función, cuando la tensión entre las patas 2 y 3 del integrado, sobrepasan los 0,66 Voltios.

Pasemos ahora a nuestra fuente.

Primero elegiremos un transformador de alimentación de las características que deseemos, según la salida máxima elegida, o sea entre 10 y 28 voltios en el secundario, con la intensidad que deseéis que os de la fuente, por ejemplo 5 amperios.

Segundo buscar un puente rectificador capaz de rectificar esos 5 amperios (como que se calentará, habrá que refrigerarlo).

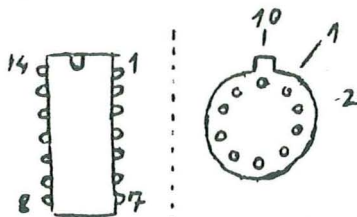
Tercero un condensador electrolítico C1 acordé con esta intensidad, por ejemplo 6000 mf.

Cuarto, los transistores de potencia, que irán conectados en paralelo, pero con una resistencia en el emisor de cada uno de ellos de 0,25 ohmios, los tendremos que sujetar a un buen radiador, porque en caso de cortocircuito se pondrán cachondos, porque por ellos pasarán 5 Amperios, y precisamente por eso pondremos 3 ó 4 Transistores del tipo 2N3055 o similar.

Todos los 2N3055, serán excitados por un BD 137, mC 140 o cualquier transistor NPN de mediana potencia.

Y ahora viene la hora de los cálculos para el SHUNT; para saber su valor, tan solo tendremos que dividir 0,66 por la intensidad a la cual queremos proteger la fuente, en nuestro caso 5 Amp. O sea el SHUNT será de $0,66/5=0,133$ ohmios, que lo construiremos o lo realizaremos interconectando resistencia bobinadas en paralelo. (dos de 0,3, tres de 0,5 etc.).

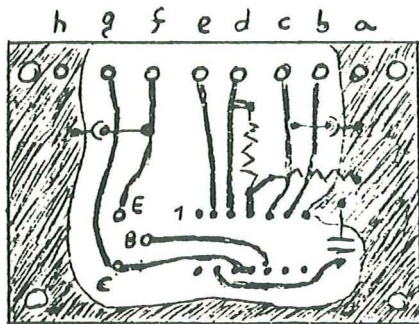
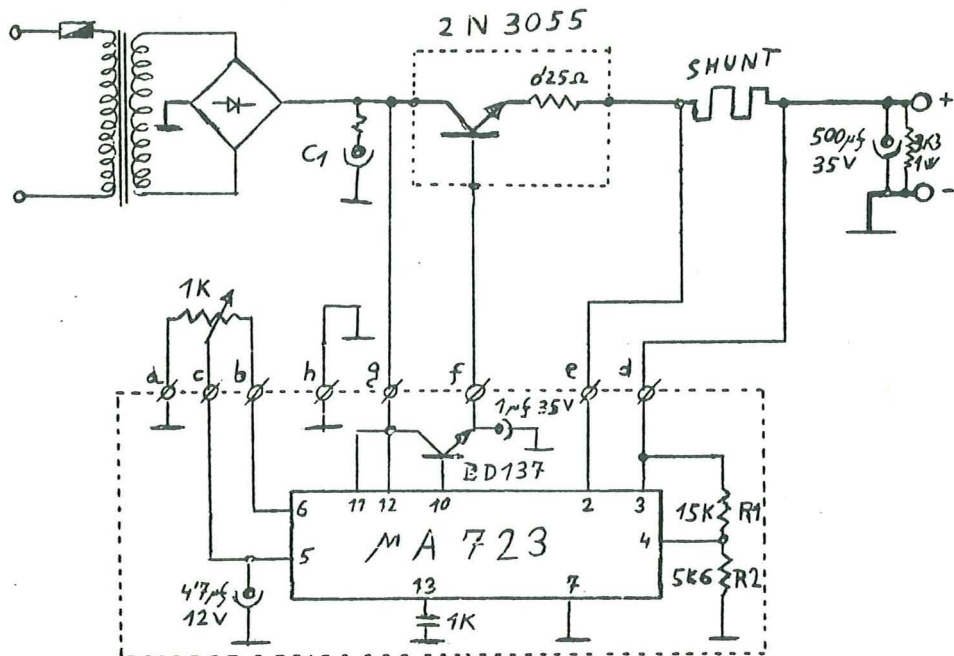
Y ya está; solo queda adquirir el material y construirla. Pero tener en cuenta que este integrado se suministra en dos tipos de cápsula cuya distribución de patas podemos ver en el dibujo, cualquiera de los dos sirve, pues el redondo se puede poner en el sitio de dual line con mucha facilidad, por eso es preferible al hacer el circuito impreso, hacerlo para el dual in line y así sirve para los dos; debajo de los zócalos os he dibujado la equivalencia de las patas, que como podeis observar van en ambos correlativas, por eso se puede poner el redondo sin necesidad de cruzar ni doblar patas. Ojo los esquemas llevan la numeración del dual in line, que es mi preferido.



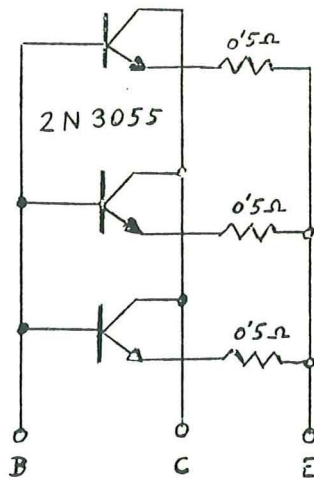
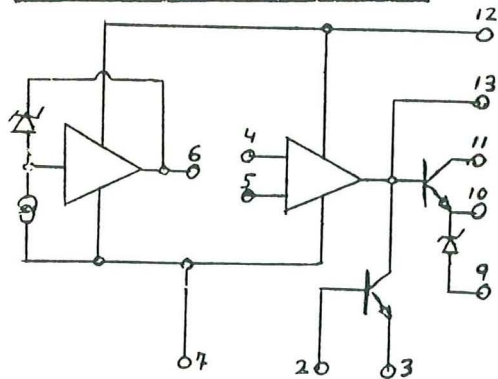
Vist per sota i
equivalència de patas

2	—	10
3	—	1
4	—	2
5	—	3
6	—	4
7	—	5
10	—	6
11	—	7
12	—	8
13	—	9

$$V_{sal} = 7 \times \frac{R1 + R2}{R2} \text{ en nuestro caso } 24 = 7 \times \frac{15.000 + 4.700}{4.700} \approx 28$$



Y siguiendo con los cálculos, nos encontraremos que hay que hallar el valor de R1 y R2 para que la regulación sea correcta y la tensión de salida la deseada (en nuestro caso máximo 24 voltios) para ello hay que aplicar:



Fuente de alimentación de cinco amperios

Muchos aficionados a los dos metros disponen ya de un equipo móvil con potencias de 10 a 18 W. Cuando funcionan desde el vehículo en que están instalados, la batería proporciona la corriente necesaria para su correcta alimentación, pero es difícil disponer en base de una fuente que nos suministre los 3-4 A que necesitan.

La fuente que vamos a describir a continuación puede dar una corriente de 5 A con una tensión que se puede ajustar entre 5 y 18 V, perfectamente estabilizados. A fin de no complicar el montaje no se ha incluido un sistema de protección contra los cortocircuitos. Tampoco se ha previsto ningún instrumento de medida, aunque sería muy conveniente colocar un amperímetro a la salida de positivo, aun a costa de encarecer el equipo.

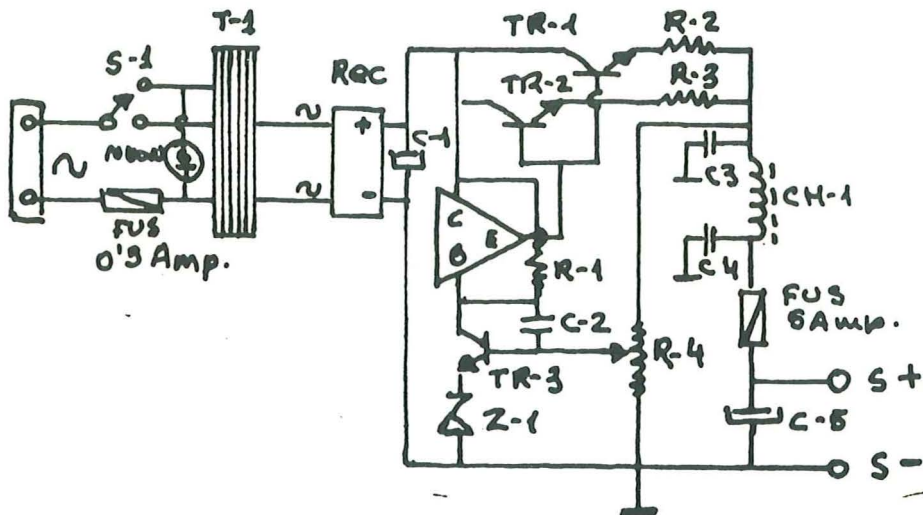
La corriente suministrada por T_1 , rectificada y filtrada por Rec. y C_1 , pasa a través

de TR_1/TR_2 (de colector a emisor), montados en paralelo. R_2 y R_3 son dos grupos de cuatro resistencias de 1,2 ohmios, bobinadas, de 4 W, en paralelo. Estas resistencias ecualizan la corriente de los emisores.

El circuito de regulación de tensión lo componen DR_1 , TR_3 , Z_1 y R_1 . R_1 recoge una tensión de muestreo a la salida y la suministra a la base de TR_3 ; éste la compara con la tensión de referencia en emisor, que es la de Z_1 . Cualquier variación aparece en el colector y polariza la base de DR_1 , cuya ganancia típica es muy elevada. Finalmente, el emisor de DR_1 polariza las bases de TR_1/TR_2 , de forma que la tensión de salida sea constante, a pesar de las variaciones de carga.

Todo el circuito de regulación se puede montar en un panel fenólico agujereado y unirlo punto a punto, como se muestra en el dibujo. DR_1 lleva un disipador adecuado,

ESQUEMA

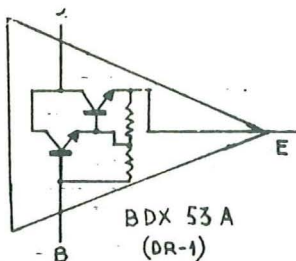
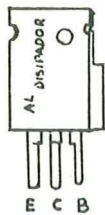
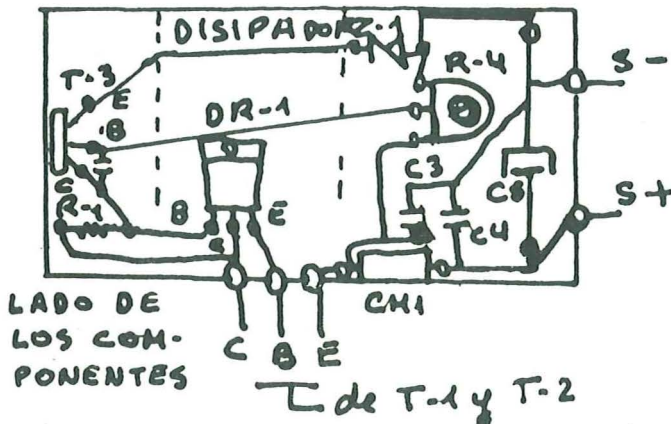


atornillando la parte metálica al mismo después de dar un poco de grasa de silicona para aumentar la disipación térmica. El puente rectificador se atornilla directamente al chasis, untando también con silicona la cara de contacto. TR₁/TR₂ se colocan sobre un disipador en la parte posterior del chasis, aislándolos con arandelas de mica. También hay que repetir la operación de la silicona.

Es conveniente colocar un fusible de 5 A antes de la salida de tensión.

- S₁ Conmutador para cambio de tensión.
 Rec. Rectificador en puente (FB 602 de Fagor o similar).
 T₁ Transformador: primario, 125/220 V; secundario, 12 + 12 V (ATR 12500/0).

SITUACION DE LOS COMPONENTES



- DR₁ C. I. Darlington (BDX 53 A de SGS o similar).
 TR₁ y TR₂ 2N 3055 de RCA.
 TR_c MC 140.
 CH₁ Choque de radiofrecuencia.
 C₁ 4.000 μ F/40 V electrolítico.
 C₂ 1 nF disco.
 C₃ y C₄ 10 nF disco.
 C₅ 470 μ F/40 electrolítico.
 R₁ 10 K 1/2 W.
 R₂ y R₃ Ver texto 1/3 ohmio 12 W.
 R₄ Resistencia ajustable de 4K7.
 Z₁ Diodo zenner 7,5 V 1/2 W.

FUENTE DE ALIMENTACION para 8 - 16 voltios 15 amperios

Por Ramón CARRASCO CARISSIMO
EA 1 KO

Hoy día, las técnicas modernas de funcionamiento en las estaciones de radioaficionados, implican cada vez más, el empleo de circuitos transistorizados, y mientras que estos circuitos son de bajo consumo, no se presentan mayores problemas de alimentación en corriente continua. Ahora bien, existen equipos de potencia que requieren o bien la alimentación por batería, o el empleo de una fuente de alimentación que sea capaz de proporcionar una tensión constante y una alta intensidad.

Comunmente, para un equipo transistorizado de SSB, serán necesarios disponer de una intensidad de corriente cercana a los 15 amperios en los picos; por ejemplo Atlas y otros más similares llegan a 16 Amp.

Por otra parte las estaciones de 2 metros (144), con las potencias usuales de 10 o 25 Watios incluso más, precisan de una fuente que las proporcione la intensidad precisa para su funcionamiento.

En líneas generales, la fuente que se describe, es para todo uso, por ser de tensión variable, de alta intensidad, y autoprotégida contra los temidos cortocircuitos.

Se describirán los elementos empleados, para una más fácil comprensión de su funcionamiento, y para facilitar su adquisición por parte de los posibles montadores.

El transformador utilizado es un modelo PERP de: 0 - 125 - 220 Voltios en el primario, y 12 - 0 12 Voltios a 5 Amperios en el secundario.

El puente rectificador es un siemens a fagor de 30 voltios a 25 Amperios. El condensador de filtraje de alta capacidad, se forma agrupando en paralelo, cinco unidades de 5.000 Microfaradios a 40 voltios.

La caja es de aluminio con asas de la casa Retex, el modelo más pequeño. En el frontal de la caja, van alojados los dos instrumentos de medida; un amperímetro de 0 a 15 Amperios, y un voltímetro de 0 a 30 Voltios ambos de cuadro móvil tipo Kyoritsu KM-66 o similares.

Igualmente, va en el frontal el interruptor de red, el fusible de red, el fusible de continua de 15 Amperios, un piloto de neón para red, y un diodo LED que indica presencia de tensión en bornas. Las bornas de salida, se pueden disponer en la parte frontal o en la posterior, según las necesidades.

También en el frontal, va ubicado el mando para regular el voltaje deseado que estará comprendido entre los 8 y 16 voltios.

En la parte posterior, van adosados los cuatro transistores de potencia sobre la misma chapa de aluminio que actuará a modo de refrigerador, más el cambio de tensiones de red 125-220 V. y el cordón de red.

A este panel posterior, irá sujeto el transformador, el puente rectificador, y la placa de circuito impreso de la fuente.

En la tapa inferior (Fina), se sujetarán los cinco condensadores del filtro de entrada.

Como medida de protección adicional, incorpora esta fuente un filtro de red, y otro de salida en c.c., a efectos de alimentación de radiofrecuencia, que pudiera pasar del equipo transmisor empleado a la red, disminuyendo el riesgo de I.T.V.

Para igualar la carga de los cuatro transistores de salida, se coloca en serie con cada terminal correspondiente al electrodo Emisor, una pequeña resistencia que nosotros mismos confeccionaremos.

Se toma una resistencia de hornillo eléctrico o de plancha, y se extrae un trozo de unos 15 centímetros, que se arrollarán sobre una resistencia o soporte cerámico (valen las resistencias de 2 watios de cualquier valor que exceda de 10 Ohmios). La resistencia resultante es de muy bajo valor, pero será capaz de soportar las corrientes que después demandaremos.

Los filtros tanto de red, como de corriente continua, están realizados con 20 vueltas de hilo de cobre de 2 mm. esmaltado y con diámetro de 10 mm. a espiras juntas y auto-soportadas.

Como se apreciará en el esquema, los colectores de los cuatro transistores que actúan como elementos reguladores-serie, van montados directamente sobre masa, no siendo preciso aislarlos, y es conveniente que los cuatro sean de la misma partida de fabricación.

El corazón del circuito es el transistor MC-150 que contiene en su emisor el elemento de referencia (diodo zénner), y que a su vez en caso de corto circuito NETO en la salida, modifica bruscamente la polarización de los transistores en darlington (MC-140 y MD-33), protegiendo todos los componentes, y eliminando todo riesgo.

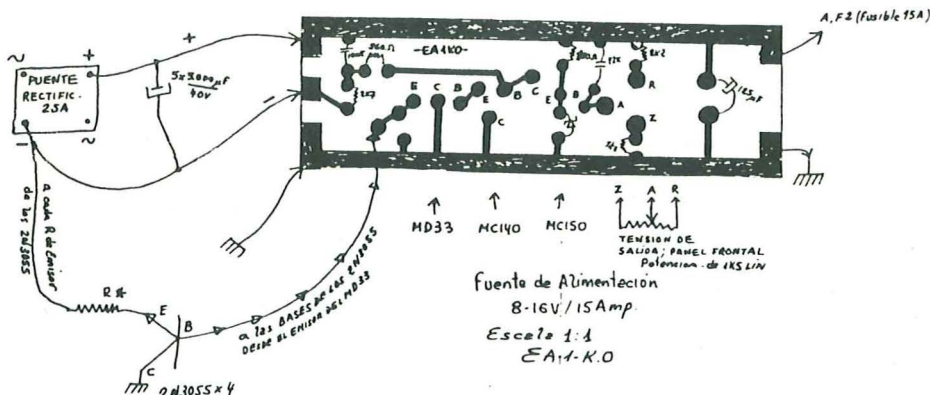
Para uso continuo esta fuente admite 5 Amperios de carga, y los 15 amperios los proporciona en emisión de SSB, o por cortos periodos de tiempo, es decir de forma intermitente.

En paralelo con la salida, va una célula de drenaje compuesta por una resistencia de 680 Ohms 1 Watío, y un desacoplo de 10 Kpf. No hay ningún elemento crítico y la disposición de los mismos es fácil de interpretar en la placa de circuito impreso (fibra).

AJUSTE Y COMPROBACION:

Una vez concluido el montaje y después de reparar el conexionado, se procederá a conectar el cable de red a la toma de tensión, cerciorándose de que ésta coincide con la que indica el selector de tensión sito en la parte posterior. Accionese el interruptor, y deberá encenderse el piloto de neón de red, y el diodo Led, así como el voltímetro de medida, marcará alguna tensión. Con el potenciómetro del frontal, regular la tensión medida en el voltímetro a 12 voltios, y hacer un cortocircuito con un cable corto entre las bornas de salida. La tensión deberá de desaparecer mientras el cortocircuito persiste, y reponerse automáticamente tan pronto como éste sea retirado.

Cojer una resistencia de 1 Ohmio 4 watios como mínimo con unas pinzas o alicates, y colocarla entre las bornas de salida. Esta operación hay que hacerla muy rápidamente, porque la resistencia se vá a calentar en exceso y mirar a la vez al amperímetro que deberá alcanzar 12 amperios, con una caída de tensión menor de medio voltio (casi inapreciable en el voltímetro). Esto probará la capacidad de la fuente. A 14 voltios, esta



UNA FUENTE DE ALIMENTACION

Por Eco Alfa 4 A Qui No

La realización de fuentes de alimentación para intensidades de uno y hasta dos amperes es fácil, en razón a la abundante información al respecto, pero cuando se trata de alimentar equipos de veinte o treinta vatios ya se encuentran algunas dificultades.

Voy a tratar de detallar aquí una fuente de alimentación auto-construida que vengo utilizando desde hace tiempo para mis equipos, tanto de dos metros como de decamétricas, que vienen a tener la potencia indicada y que me funciona al «ciento por ciento».

En el esquema teórico (figura 1) vemos a su entrada dos células en «pi» para evitar que la radiofrecuencia pueda retornar a la red e interferir la vecindad.

Aunque las bobinitas son fáciles de encontrar y baratas, pueden construirse sobre ferrita de unos 6 mm. de diámetro y 25 mm. de longitud, con veinte espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,8 mm. de diámetro a espiras juntas y los cuatro condensadores son de 10 manofaradios cada uno; no son valores críticos y pueden alterarse ligeramente.

El transformador es del tipo toroidal y de 160 vatios, que tienen muchas ventajas sobre los clásicos transformadores de chapas, son más económicos y fáciles de encontrar ya.

Yo compré uno que venía preparado para 12-0-12, y como no me interesaba ese voltaje fácilmente deshice el secundario, que resultó a seis espiras por cada voltio, bobinando uno nuevo para 19 voltios, o sea, con 114 espiras.

Utilicé dos hilos en paralelo de 1,5 mm. de diámetro, esmaltado, y los bobiné como si se tratara de un hilo solo, puesto que es más fácil de manejar que un solo hilo de doble sección, comprobando que ese mismo trabajo en un transformador clásico hubiera sido mucho más engorroso.

El rectificador (figura 2) lo construí con cuatro diodos procedentes de una vieja placa rectificadora del alternador de un automóvil. Dos diodos son positivos y los otros dos son negativos, lo que se conoce por el color del aislante central.

Aquí, las conexiones deben hacerse con hilos cortos y de sección generosa, puesto que por ellas circula toda la intensidad.

El secundario del transformador se conecta a las placas refrigeradoras a través de unos terminales fuertes, procurando buen contacto con arandelas dentadas y montando ambas placas en una aislante para asegurar que no haga contacto con otros componentes (yo la monté sobre una placa de plástico transparente).

Antes de continuar el montaje debe comprobarse el funcionamiento de este conjunto que deberá alimentar satisfactoriamente dos faros de automóvil a base de que simultáneamente se enciendan los filamentos de cruce y carretera de ambas bombillas.

Como quiera que esos cuatro filamentos ya tienen un consumo de unos 160 vatios o más, es probable que en poco tiempo se

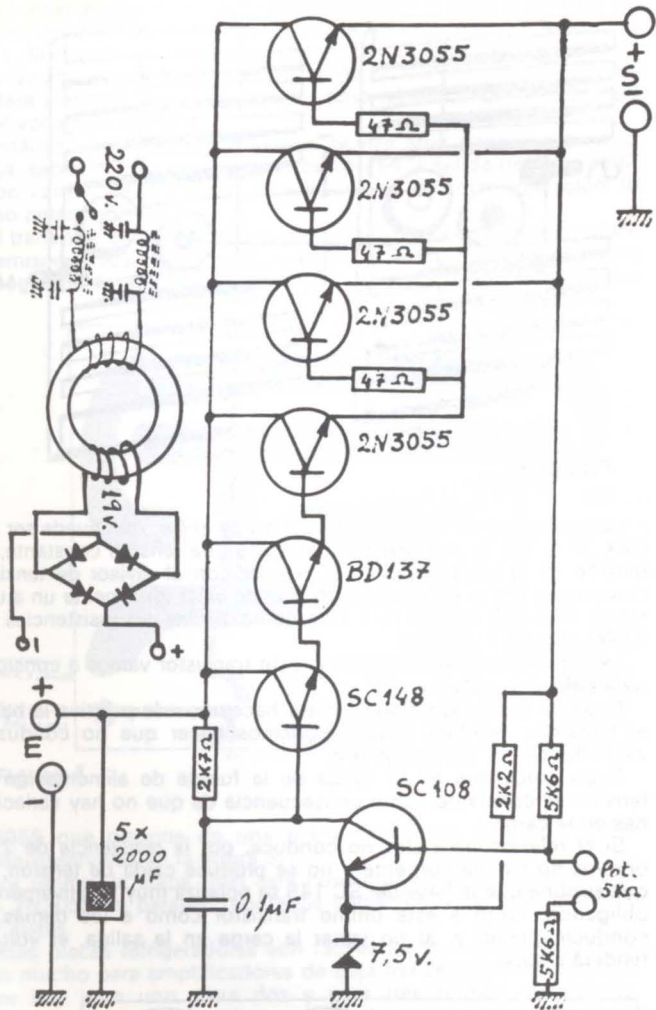


Figura 1

caliente el conjunto, pero después con una sola bombilla, y finalmente con uno solo de los filamentos, podemos darnos clara idea del comportamiento cuando esté sometido a solamente 30 vatios.

También podemos aprovechar estas pruebas para tomar caídas de tensión que se producen a la salida y deducir la resistencia interna, que es precisamente una de las características más importantes de una fuente de alimentación.

Consideraremos ahora la placa de circuito impreso que represento en las figuras 3 y 4, y cuyas medidas son de 13×10 cm.

El transistor SC 108 funciona como comparador-regulador de la forma siguiente:

Al tender a subir el voltaje, también tiende a subir la tensión en la base del SC 108 que le hará conductor y ahora sí se producirá caída de tensión en la resistencia de 2K7 ohmios que reducirá la polarización del 148, con lo que toda la cadena de transistores tenderá a conducir menos, dando como resultado una estabilidad en el voltaje de la salida.

Dinámico: veamos ahora lo que ocurre ante variaciones en la carga, sabiendo que sin carga la tensión en la salida tiende a subir y con carga tiende a bajar; vemos que es de total aplicación lo dicho anteriormente:

El transistor SC 148 montado en circuito denominado «seguidor de emisor» ataca al de media potencia BD137, montado también en seguidor de emisor, y éste, a su vez, ataca a uno de potencia

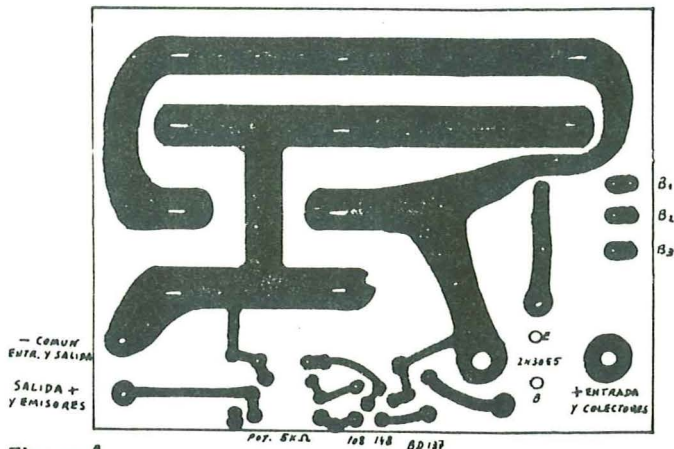


Figura 4

2N3055 que dispone de una placa disipadora de calor, como puede observarse en la figura 3.

Por último, la etapa final está constituida por tres transistores tipo 2N3055 en paralelo montados sobre refrigerador abundante, con aletas.

Estas placas refrigeradoras son fáciles de encontrar, ya que se usan mucho para amplificadores de baja frecuencia de tocadiscos y las hay para uno, para dos y para tres o más transistores.

Es aconsejable utilizar silicona en pasta entre los transistores de potencia y la placa disipadora para evacuar mejor el calor, si es que se produce, especialmente en verano.

En la figura 4 aparece el circuito impreso por el lado del cobre.

En serie, con las bases de los tres transistores finales van sendas resistencias de 47 ohmios, cuya finalidad es equilibrar la corriente en los mismos para que trabajen por igual, ya que si uno de ellos tendiera a conducir más que los otros dos la mayor cantidad de corriente que circularía por esa resistencia tendería a despolarizarlo.

Dichas resistencias, como todas las demás, son de 1/2 watio.

Me propongo en otro trabajo detallar el voltímetro y amperímetro realizados con materiales de poco precio y fiabilidad asegurada.

UNA FUENTE DE ALIMENTACION PARA TRANSCPTORES-13,2 V/ 20 A

Por «ENIO» - EA2HW

Cuando adquirimos un transceptor moderno, totalmente transistorizado, después de volver del revés todos los bolsillos y calcular que nuestro presupuesto se ajusta, poco más o menos, al costo del mismo, nos llevamos la desagradable sorpresa que aún tenemos que revisar los forros para ver si nos queda dinero para comprar los accesorios necesarios: fuente de alimentación, antena, acoplador, etc. De los accesorios imprescindibles, podemos construir nosotros mismos la fuente de alimentación. El costo puede oscilar sobre las 10.000 pesetas, netamente inferior al precio que nos va a pedir el fabricante y con una garantía de funcionamiento igual o superior a las comerciales.

La fuente que describimos a continuación se trata de un aparato muy experimentado, basado en los circuitos que algunos fabricantes utilizan para sus equipos. En mi caso, alimenta a un ICOM IC740, pero

puede acoplarse a otro de características similares, totalmente transistorizado, 100 vatios PEP de salida y 13,2-13,8 voltios, como los IC730, FT707, TS130V/S, etc.

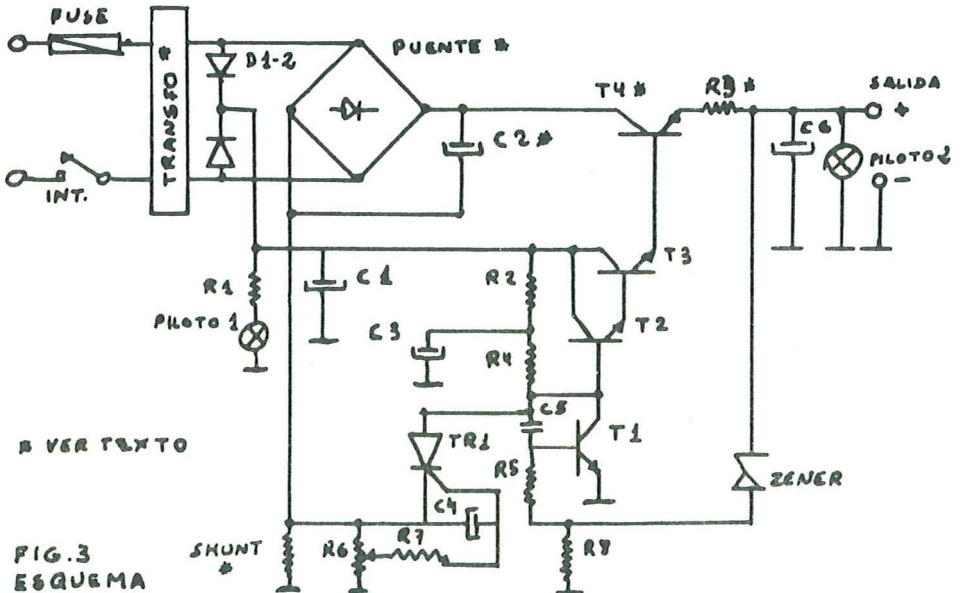
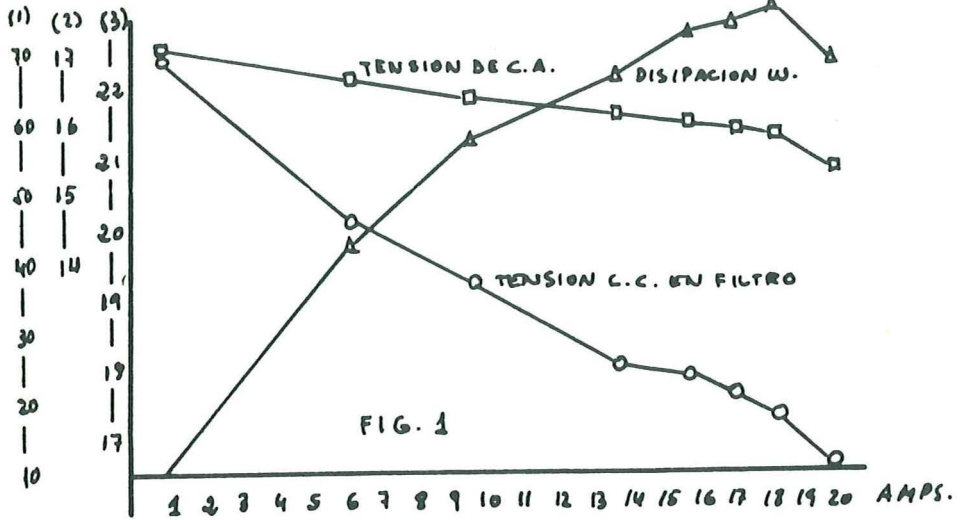
Todos los elementos de la fuente están contenidos en una caja RETEX de 245 (L) × 250 (An) × 140 (Al) milímetros. En el panel delantero se ubica el miliamperímetro (no es imprescindible), el interruptor ON/OFF, una toma suplementaria, el altavoz (que se puede suprimir) y el conmutador de funciones del instrumento de medida.

En el panel trasero se sitúan: la salida principal de corriente, la toma de audio, la entrada de CA y el disipador con los transformadores balasto.

RECTIFICACION Y FILTRO

Se ha utilizado un transformador cons-truido específicamente para la fuente (1).

- (1) Δ DISIPACION EN WATIOS DE LOS TR. BALASTO
 (2) \square TENSION DE CORRIENTE ALTERNADA EN SECUNDARIO
 (3) \circ " DE C.C. EN EL FILTRO



de 350 VA, sólo un primario de 220V (para reducir el costo) y 17V de secundario.

La tensión del secundario tiene una importancia capital a la hora de sacar el máximo rendimiento a la fuente. Por una parte, la tensión útil de CC a plena carga debe ser suficiente para proporcionar una tensión constante al tranceptor; por otra, tiene que ser la mínima necesaria para que los transistores balasto no precisen disipar una potencia exagerada. Esta tensión debe ser, por lo menos, tres voltios inferior a la entregada por el filtro a plena carga (Fig. 1).

El rectificador es un puente FAGOR de 100V/25Amp. Buscando la máxima seguridad, 25 amperios tienen un escaso margen de maniobra, pero podemos confiar en la buena disipación que le proporciona el estar sujeto directamente en el chasis; de todos modos, me hubiera gustado disponer de un puente con capacidad para rectificar una corriente de 40 amperios.

El filtro consta de un grupo de condensadores electrolíticos con un total de 22.000 microF/40V. Como mejor relación calidad/precio, he seleccionado diez condensadores SIEMENS de 2.200/40, colocados en paralelo.

REGULADOR Y PROTECTOR DE SOBRECORRIENTES

Los transistores balasto son cuatro 2N3772, he dudado en colocar unos 2N3055, aunque se pueden encontrar excelentes, fabricados por RCA, las especificaciones sobre su corriente de paso van un poco justas para veinte amperios, a pesar de que cubren con creces la potencia necesaria de disipación.

Los 2N3772 son algo más caros, pueden disipar 400 vatios y admitir un paso de corriente de hasta 60 amperios (los cuatro). He tenido que utilizar seis 3772 de Fairchild (made in Hong Kong), de los cuales, dos sin estrenar tenían fugas, y los otros cuatro, cada uno va por su lado a pesar de las

resistencias equalizadoras de 0,15 ohmios colocadas en sus emisores (Fig. 2).

El sistema de regulación es clásico, T1 toma una tensión de referencia y pilota un Darlington (T2 y T3) el cual polariza las bases de los transistores balasto (T4-4 x 2N3772) (Fig. 3).

El SHUNT, compuesto por cinco resistencias de 0,15 ohmios/6 vatios en paralelo, origina una caída de tensión que está en función del consumo total de la fuente. Cuando ésta sobrepasa los 0,6 voltios, es registrada por el thyristor 2N5060 y la fuente se desconecta. Soy muy escéptico acerca de la utilidad de este circuito, pues cuando en el equipo que se quiere proteger se origina una avalancha térmica en los transistores del PA, son éstos, generalmente, los que se van al cielo antes y protegen así al circuito protector. HI...

CONSTRUCCION

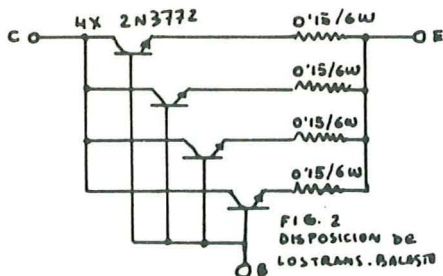
Todos los componentes, excepto los condensadores del filtro, el puente rectificador y los transistores balasto se colocan en un circuito impreso diseñado por mi amigo José Ignacio Beltrán (2).

Todas las uniones de los transistores balasto al disipador, a través de los aisladores de mica, así como éstos al chasis y el puente rectificador, se deberán untar cuidadosamente de grasa de silicona para mejorar su disipación.

Todas las interconexiones de los elementos de consumo deberán realizarse con cable grueso, poniendo especial cuidado en las soldaduras.

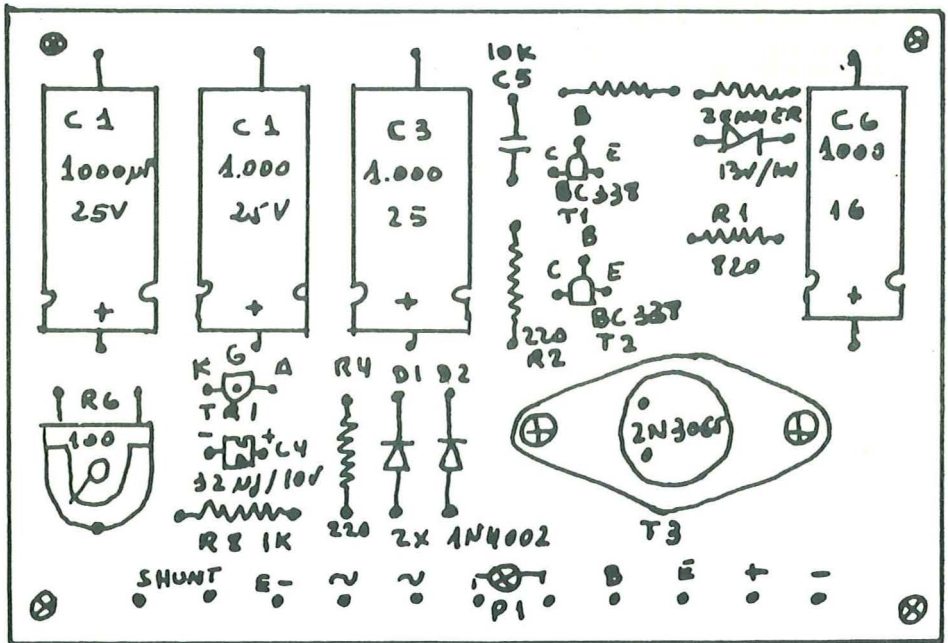
Tanto el multímetro, que en la fuente descrita mide la tensión del filtro, la tensión de salida y el consumo total de la fuente, así como el conmutador, el altavoz y la entrada de audio, no son necesarios.

Se puede mejorar la fuente colocando un relé, que accionado por el mismo mando ON/OFF del tranceptor, conecte y desconecte la fuente a la vez, pero no he podido encontrar información acerca del relé adecuado ni las especificaciones de aislamiento y capacidad de paso de corriente del interruptor ni he podido obtener la clavija de alimentación necesaria.



(1) BETA-PRODUCCIONES ELECTRICAS, calle Carquizano, 4. San Sebastián (2.800 pesetas).

(2) JOSE IGNACIO BELTRAN, Zabaleta, 4, 5.º Izda. San Sebastián (dispone de circuitos impresos).



DISPOSICION DE LOS COMPONENTES FIG.4

LISTA DE COMPONENTES

- R1 820.
 - R2 220.
 - R3 0,15/6W (1).
 - R4 220.
 - R5 68.
 - R6 100 variable.
 - R7 1K.
 - R8 1K.
- Todos los valores están expresados en ohmios (K=1.000 Ohm.).
- C1 2×1.000 microF/25.
 - C2 22.000 microF/40 (10×2.200/40).
 - C3 1.000/25.
 - C4 32/10.
 - C5 10 nanoF.
 - C6 1.000/25.

En los condensadores electrolíticos, la primera cifra expresa el valor en microfaradios y la segunda (/) el aislamiento en V.

- D1-2 1N4002.
 - T1-2 BC338.
 - T3 2N3055.
 - T4 4×2N3772 (2).
 - Tr1 2N5060 ó BT106.
- Puente rectificador FAGOR 100 V- /25Amp. Zener 13V/1 vatio. Transformador 350 VA 16 1/2-17 V. Sec. (2).
- SHUNT: cinco resistencias de 0,15 Ohms. en paralelo (6 vat.).

- (1) Una en el emisor de cada uno de los transistores.
- (2) Ver texto.

excede el voltaje regulado por R-9, el zener activa la puerta del Th., y éste dispara el relé.

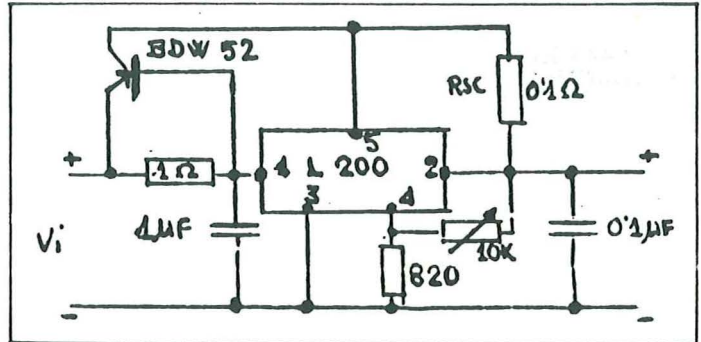
Cuestiones muy importantes: Para amperaje alto, como en el presente caso, es necesario acudir a fuertes capacidades de filtro. Teóricamente se considera correcto 5.000 uF. por cada amperio. El o los transformadores a usar deben entregar de 19 a 22 V. en el secundario. El regulador L-200 puede variar la salida de casi 0 a 35 V.

Ojo a las resistencias de equilibrio R-4 a R-8. Por ellas tiene que circular fuerte intensidad. Cuatro, cinco o seis en paralelo por cada una serán necesarias. Mejor sería no ponerlas. Sólo en el caso casi imposible que los transistores de potencia estuvieran perfectamente equilibrados.

El puente, o mejor diodos, que aguanten el alto consumo.

El circuito de regulación y el de corte no ocupan espacio apenas.

El tamaño se condiciona por los transformadores (mejor tóricos) y las capacidades, hasta sumar 130.000 ó 150.000 uF. No se pueden hacer fuentes miniatura para tan alto amperaje.



VOLTIMETRO DE ESCALA AMPLIADA PARA LA FUENTE DE ALIMENTACION

EA4AQN
ALEJANDRO

Un voltímetro de buena calidad para fuente de alimentación presenta dos graves inconvenientes:

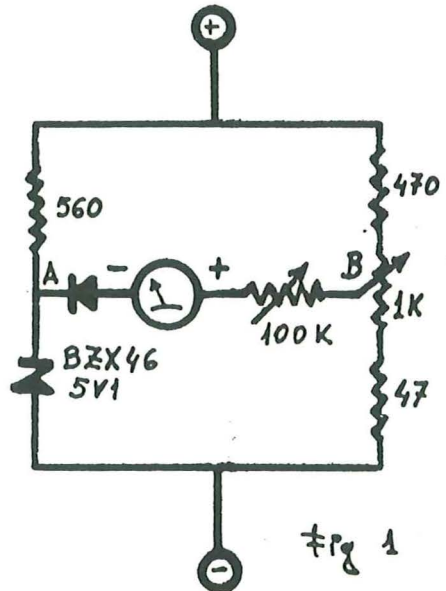
Elevado precio y manejo delicado.

Voy a tratar de resolver este tema con el fin de conseguir un voltímetro de:

Precio muy bajo, calidad comparable a los mejores y manejo poco delicado.

Nuestro equipos suelen funcionar con una tensión de 13,5 voltios y un margen en más y en menos de un 10 por 100, con lo cual lo que realmente nos interesa medir con detalle es el sector comprendido entre unos 12 a unos 15 voltios, es decir, que cualquier voltaje inferior a 12 voltios no será medido, con lo que desde el principio al final de la escala habrá una diferencia de tres voltios y no de 15, resultando así de una precisión cinco veces superior.

El esquema es el siguiente:



Los materiales que yo he utilizado y cuyos valores figuran en el esquema son de las siguientes características:

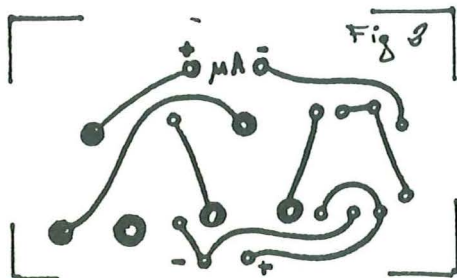
Las tres resistencias son de medio watio y no es preciso seleccionarlas, ya que admiten perfectamente márgenes del 10 por 100.

Tampoco necesitan ser de precisión los dos ajustables.

El zéner aconsejo que sea el que yo he utilizado, puesto que si fuera de voltaje diferente habría que modificar el valor de la resistencia de 560 ohmios.

Como diodo he utilizado uno detector, es decir, de pequeña señal, pero vale cualquiera, ya que por él circulará muy poca corriente.

El instrumento de medida es de bobina



móvil, de los que se utilizan en los equipos amplificadores de baja frecuencia, que pueden adquirirse por unas doscientas pesetas, pero teniendo en cuenta que habrá que dibujarle después una escala nueva (¡ojo! que no sea de los que tienen el cero en el centro de la escala).

El mío es apaisado, muy parecido al medidor «smeter» de la emisora.

En las figuras 2 y 3 he dibujado a tamaño natural la correspondiente placa de circuito impreso por ambas caras.

Funcionamiento del circuito:

Por el instrumento de medida circulará únicamente la corriente en el sentido BA, pero no en sentido contrario, por impedirlo el diodo.

En el punto A tendremos una tensión constante de 5,1 voltios, aproximadamente, y que es la que corresponde al zéner; la corriente está limitada por la resistencia de 560 ohmios.

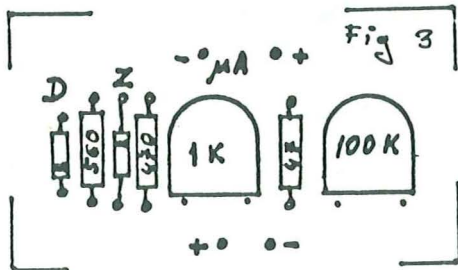
Por el otro lado tenemos un divisor de tensión que nos permite, por medio del ajustable de 1.000 ohmios, seleccionar en el punto B una tensión un poco superior a esos 5,1 voltios y, como consecuencia, dosificar la corriente que deba circular entre B y A.

El otro ajustable de 100.000 ohmios, en serie con el instrumento de medida, también limitará a voluntad esa misma corriente proporcionando la sensibilidad adecuada al microamperímetro.

Ajuste de la escala:

Con el ajustable de 1.000 ohmios determinaremos con exactitud el principio de la escala.

El ajustable de 100.000 ohmios nos ser-



virá para precisar también con exactitud el final de la escala.

Comenzaremos con ambos ajustables por el centro de su recorrido aproximadamente.

Aplicar al conjunto exactamente doce voltios y tratar de llevar la aguja a principio de escala con el ajustable de 1.000 ohmios.

Habremos conseguido el punto exacto cuando el otro ajustable (100 K) haya proporcionado al circuito la máxima sensibilidad, lo que se consigue girando a tope a la derecha.

Ya hemos conseguido llevar la aguja a la parte del principio de la escala en que deseamos que queden reflejados los 12 voltios y vamos a determinar el lugar del final de la escala en que deseamos que queden reflejados los 15 voltios.

Ya no actuaremos sobre el ajustable de 1.000 ohmios, que podemos precintarlo, pero sí lo haremos con el otro ajustable.

Conseguido ese punto podemos precintarlo también este ajustable.

La nueva escala del microamperímetro seguramente no resultará lineal y para obtener la máxima calidad del instrumento deberemos ir aplicando al conjunto las tensiones intermedias entre los 12 y los 15 voltios y marcando los puntos en que van apareciendo.

Cada décima de voltio ocupará aproximadamente dos milímetros en la escala, lo que ya nos da una idea clara de que se trata de un instrumento de gran calidad.

Yo dibujé la escala en material plástico adhesivo y rotulación con «letraset».

DISEÑO DE FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

(Traducción de la nota de aplicación AN-2 de National Semiconductor)

R. J. WILDAR

(Traducido por Francisco Javier Herrero Jiménez, traductor de URE en Soria)

INTRODUCCION

El elemento en serie de un regulador convencional funciona como una resistencia variable, la cual reduce una tensión no regulada a una tensión de salida fija. Este elemento, normalmente un transistor, debe ser capaz de disipar la diferencia de tensión entre la entrada y la salida a la corriente que atraviese la carga. La potencia generada puede hacerse excesiva, particularmente cuando la tensión de entrada no está bien regulada y la diferencia entre las tensiones de entrada y salida es grande.

Los reguladores conmutados, por otra parte, son capaces de funcionar con gran eficacia aún con grandes diferencias entre las tensiones de entrada y salida. La eficacia es, de hecho, muy poco afectada por la diferencia de tensión, ya que este tipo de regulador actúa como un convertor de potencia continuamente variable.

Así, los reguladores conmutados son más útiles en equipos alimentados por baterías, donde la tensión requerida es considerablemente menor que la tensión de la batería. Un ejemplo de ello es un misil con una batería de 30 V como única fuente de alimentación, pero conteniendo un gran número de circuitos integrados lógicos que precisan una tensión de 5 V. Los regulado-

res conmutados también son útiles en vehículos espaciales, donde la conservación de potencia es un factor extremadamente importante. Además, el regulador conmutado es frecuentemente la solución más económica en aplicaciones comerciales e industriales, donde el aumento de la eficacia reduce el costo del transistor en serie y simplifica la disipación de calor.

Una de las desventajas de los reguladores conmutados es que son más complicados que los reguladores lineales, pero a veces esto es sustituto de la complejidad térmica y mecánica de los reguladores lineales de alta potencia. Otra desventaja es su mayor rizado en la salida. Sin embargo, este puede mantenerse en un mínimo (alrededor de 10 mV), y a una frecuencia lo suficientemente alta como para ser fácilmente filtrado. Otra limitación es que su respuesta frente a transitorios en la carga no siempre es tan rápida como la de los reguladores lineales, pero este defecto puede ser profundamente corregido mediante un diseño apropiado. El rechazo contra transitorios en la línea, sin embargo, es tan bueno o mejor que el de los reguladores lineales.

Este artículo mostrará el uso de un regulador de tensión monolítico en un número de aplicaciones como regulador conmutado. Esto incluye reguladores autooscilantes

y pilotos síncronamente en el margen de 0,1 a 5 A. Se muestran circuitos para reguladores positivos y negativos entre 2 y 30 V, y se dan métodos para aislar el circuito integrado de la tensión de entrada, permitiéndose así valores para ésta de más de 100 V. Además se presentan los esquemas de limitación de corriente, los cuales mantienen las corrientes de pico y la disipación dentro de los márgenes de seguridad en condiciones de sobrecarga y de cortocircuito a la salida. Finalmente, se cubre los detalles particulares de selección de componentes en reguladores conmutados.

FUNCIONAMIENTO DEL REGULADOR CONMUTADO

El método mediante el cual un regulador conmutado produce una conversión de tensión de gran eficacia puede ser explicado con ayuda de la figura 1. QL es un transis-

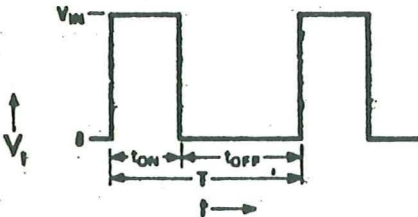
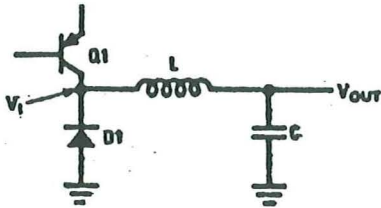


FIGURA 1

Regulador conmutado para la conversión de tensión.

tor conmutador que se abre o cierra mediante unos pulsos con un ciclo eficaz dado, y D1 es un diodo de captura que proporciona una vía para la corriente del inductor L cuando QL se abre. La tensión de la onda en el colector de Q1 debe ser la que se muestra en la figura. La salida del filtro LC debe ser el valor eficaz de la forma de onda conmutada, V_i . Si tomamos como despreciables las caídas de tensión que se producen en el transistor y en el diodo, la tensión de salida será:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T_{on}}{T} \quad (1)$$

este valor independiente de la corriente de carga. Obviamente, un cambio en la tensión de entrada puede ser compensado variando el ciclo eficaz de la onda conmutadora. Esto es lo que hace un regulador conmutado.

La figura 2 muestra un regulador conmutado autooscilante, el cual produce su pro-

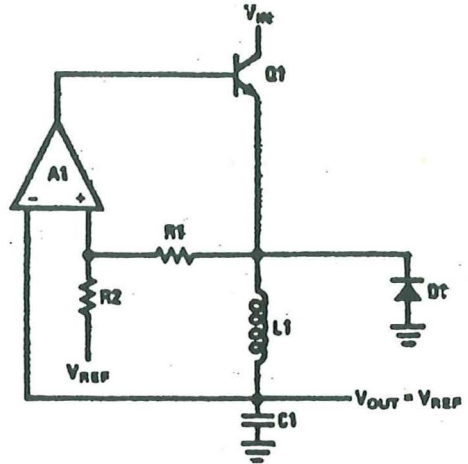


FIGURA 2

Regulador conmutado autooscilante.

pio control de ciclo eficaz. Una tensión de referencia, V_{REF} , igual a la tensión de salida deseada, es entregada a una de las entradas del amplificador operacional A1. El amplificador operacional pilota al transistor conmutador. El divisor resistivo debe ser tal que $R1 \gg R2$, dando una cantidad suficiente de realimentación a altas frecuencias, haciendo autooscilar al circuito. A menores frecuencias, en que la atenuación del filtro LC es menor que la del divisor resistivo, hay una realimentación negativa neta en la entrada del amplificador operacional.

Funcionando, cuando el circuito es conectado, la tensión de salida es menor que la de referencia, por lo que el transistor conmutador se cierra. Cuando esto ocurre, la corriente que pasa a través de R1 hace que la tensión en la entrada no inversora del amplificador operacional aumente ligeramente sobre la tensión de referencia. El circuito permanecerá cerrado hasta que la salida alcance esta tensión. Entonces el amplificador operacional entra en la región

activa, haciendo que el conmutador se abra. En este punto, la tensión de referencia vista desde el amplificador se hace menor debido a la realimentación a través de R1, y el circuito permanecerá abierto hasta que la tensión de salida alcance su tensión más baja. La amplitud de esta oscilación (o el rizado en la salida) es prácticamente igual a la tensión de realimentación a través de R1 a R2, y puede hacerse suficientemente baja.

EL LM 100

Los circuitos reguladores conmutados aquí descritos utilizan el regulador de tensión integrado LM 100 como elemento de control. Este dispositivo contiene, en un único chip de silicio, la referencia de tensión, el amplificador operacional y la circuitería necesaria para pilotar un transistor conmutador PNP. Hay que utilizar transistores conmutadores, diodos de captura y elementos reactivos externos, debido a que no es fácil integrarlos.

Una descripción completa del LM 100 puede obtenerse en la nota de aplicación AN-1 de National Semiconductor, junto con un gran número de las aplicaciones de este circuito integrado como regulador lineal. Sin embargo, aquí se incluye una breve descripción para facilitar el entendimiento de los circuitos reguladores que siguen a continuación.

La figura 3 muestra un diagrama esquemático del LM 100. La parte de referencia

de tensión del circuito comienza con un diodo zéner, D1, el cual es alimentado mediante una fuente de corriente a partir de la entrada no regulada (uno de los colectores de Q2). La salida del diodo de referencia, que tiene un coeficiente de temperatura positivo de $2,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, es amortiguada por un seguidor de emisor, Q11, que incrementa el coeficiente de temperatura a $+4,7 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Este es además incrementado a $7 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ por el transistor Q6, que está conectado como diodo. Un divisor resistivo reduce esta tensión, así como el coeficiente de temperatura para pasar a ser compensado por el coeficiente de temperatura negativo de Q7, ofreciendo una salida de referencia de $1,8 \text{ V}$ compensada en temperatura.

El par de transistores Q8 y Q9 forman el paso de salida del amplificador operacional. La ganancia de este paso es alta, debido al uso de una fuente de corriente, que es otro de los colectores de Q2, actuando como carga de colector. La salida de este paso pilota un seguidor de emisor formado por Q11 y Q12. La salida de Q12, a través de R8, pilota un transistor conmutador PNP. Un transistor adicional, Q10, sirve para limitar la corriente de salida de Q12 al valor requerido para pilotar un transistor PNP conectado a la salida «BOOSTER OUTPUT». Esta corriente está determinada por un resistor conectado entre «CURRENT LIMIT» y «REGULATED OUTPUT». El valor de la corriente piloto puede ser determinado a partir de la figura 4, la cual representa la

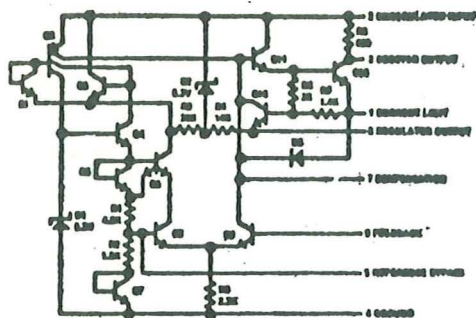


FIGURA 3

Esquema y conexionado del LM 100.

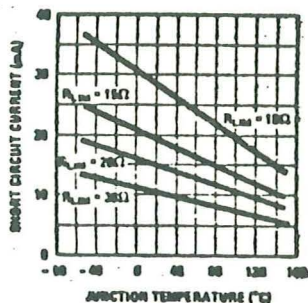


FIGURA 4

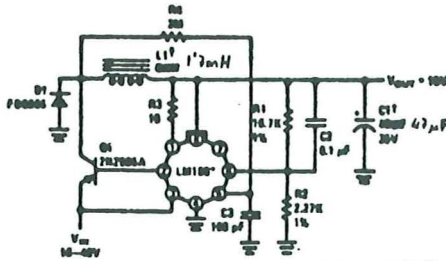
Corriente de salida conmutada en función de la temperatura para varios valores de resistores de limitación de corriente.

corriente de salida como función de la temperatura para varios resistores limitadores de corriente.

Q5, Q3 y Q1 son parte de un circuito de estabilización de polarización para Q2, para ajustar sus corrientes de colector al valor deseado. R9, R4 y D2 sirven para la única función de iniciar el regulador. Finalmente,

D3 es un diodo que evita la saturación de Q9 cuando éste es conmutado.

La figura 5 muestra el uso del LM 100 como regulador conmutado. La realimenta-



†125 (max) @ 22 on Arald Engineering
AD321232 multichannel parallel stat.

*Timing diagram a Top View
†Total inductance

FIGURA 5

Regulador conmutado con el LM 100.

ción presente en la entrada no inversora del amplificador operacional (pin 6 del LM 100) se obtiene a través de un divisor resistivo que puede ser utilizado para ajustar la tensión de salida a cualquier nivel entre 2 y 30 V. R3 determina la corriente piloto de base del transistor conmutador, Q1, proporcionando un nivel suficiente para saturarlo a máxima corriente en la carga. R4 trabaja sobre la impedancia de 1 Kohm. presente en el terminal de referencia, produciendo la realimentación positiva. C2 sirve para reducir al mínimo el rizado de la tensión de salida, haciendo que todo este rizado aparezca en el terminal «FEEDBACK». El otro condensador, C3, elimina los transitorios causados por el otro tiempo de subida, que de otra forma se acoplarían en el pin 5 debido a la capacidad inherente de R4. Esta debe ser hecha lo suficientemente pequeña para que no integre seriamente la forma de onda presente en este punto.

El circuito de la figura 5 puede ofrecer corrientes de salida tan elevadas como 500 mA. Este límite viene ajustado por la corriente procedente del LM 100, que es utilizada para saturar el transistor conmutador, Q1. Para corrientes de salida menores, el valor de R3 debe ser incrementado para que la base de Q1 no sea pilotada con una corriente innecesariamente alta.

La frecuencia de conmutación óptima para estos reguladores ha sido determinada para estar situada entre 20 y 100 KHz. A frecuencias menores, la bobina se hace excesivamente grande, y a frecuencias más altas las pérdidas por conmutación en Q1 y D1 son excesivas. A este respecto, es importante que Q1 y D1 sean dispositivos de conmutación rápida para evitar pérdidas por conmutación.

El rizado en la salida del regulador, a la frecuencia de conmutación, está principal-

mente determinado por R4. De la descripción del funcionamiento del circuito se desprende que el rizado pico-a-pico en la salida debe ser aproximadamente igual a la tensión de realimentación pico-a-pico presente en el pin 5 del LM 100. Como la impedancia del pin 5 es de aproximadamente 1 Kohm., la tensión pico-a-pico presente en el pin 5 será:

$$\Delta \text{ref} \approx \frac{1.000 \cdot V_{IN}}{R4} \quad (2)$$

En la práctica, el rizado será algo mayor de esto. Cuando el transistor conmutador se abra, la corriente en el inductor será mayor que la corriente de carga, por lo que la tensión de salida tenderá a aumentar por encima del valor requerido para abrir el regulador. Una consideración importante a la hora de elegir el valor del inductor es la de que éste sea lo suficientemente grande como para que la corriente a través del mismo no cambie drásticamente durante el ciclo de conmutación. Si esto sucede, el transistor conmutador y el diodo de captura deben ser capaces de manipular corrientes de pico significativamente más grandes que la corriente de carga. El cambio en la corriente a través del inductor puede ser escrito como

$$\Delta I_L \approx \frac{V_{OUT} \cdot t_{off}}{L} \quad (3)$$

Para que la corriente de pico sea aproximadamente 1.2 veces la máxima corriente en la carga es necesario que

$$L1 = \frac{2.5 \cdot V_{OUT} \cdot t_{off}}{I_{OUT} (\text{máx.})} \quad (4)$$

Estimando así un valor para toff:

$$t_{off} = \frac{1}{f} \cdot 1 \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (5)$$

donde f es la frecuencia de conmutación deseada y VIN es la tensión de entrada nominal.

El valor del condensador de salida puede ahora determinarse mediante

$$C1 = \frac{V_{OUT}}{2L1\Delta V_{OUT}} \cdot \frac{V_{IN} - V_{OUT}^2}{f \cdot V_{IN}} \quad (6)$$

donde ΔVOUT es el rizado pico-a-pico presente en la salida.

Ahora nos resta determinar si los valores que hemos obtenido para los componentes gracias a los cálculos anteriores proporcionan una satisfactoria respuesta frente a tran-

sitorios en la carga. La sobrecarga transitoria (overshoot) del regulador puede ser determinada mediante

$$\Delta V_{OUT} = \frac{L_1 \cdot (\Delta I_L)^2}{C_1 \cdot (V_{IN} - V_{OUT})} \quad (7)$$

para corrientes de carga aumentando y mediante

$$\Delta V_{OUT} = \frac{L_1 \cdot (\Delta I_L)^2}{C_1 \cdot V_{OUT}} \quad (8)$$

para corrientes de carga disminuyendo, donde ΔI_L es el transitorio en la corriente de carga. El tiempo de recuperación es

$$tr = \frac{2 \cdot L_1 \cdot \Delta I_L}{V_{IN} - V_{OUT}} \quad (9)$$

y

$$tr = \frac{2 \cdot L_1 \cdot \Delta I_L}{V_{OUT}} \quad (10)$$

para corrientes de carga aumentando y decreciendo, respectivamente.

Para aumentar la respuesta frente a transitorios en la carga es necesario permitir grandes relaciones entre corriente media y de pico en el transistor conmutador y en el diodo de captura. Reduciendo el valor de la inductancia, dado por la ecuación (4) en un factor igual a dos, se reducirá la sobrecarga transitoria cuatro veces, y la mitad el tiempo de respuesta. Esto, desde luego, implica que la capacidad a la salida tiene que ser duplicada para mantener una frecuencia de conmutación constante.

Las ecuaciones expuestas ofrecen un procedimiento de diseño determinando los valores de R_4 , L_1 y C_1 , dando la frecuencia de conmutación y el rizado presente en la salida. Estas ecuaciones no son exactas, pero proporcionan un punto de comienzo para el diseño de un regulador para una aplicación dada.

Como un ejemplo, este método de diseño será aplicado a un regulador que debe proporcionar 15 V. con una corriente máxima de 300 mA. desde una fuente de alimentación de 28 V. Para comenzar se seleccionará una frecuencia de conmutación de 40 KHz. con un rizado en la salida de 14 mV. pico-a-pico.

A partir de (2), calculamos $R_4 = 2$ Mohm. Para determinar L_1 , obtenemos $toff = 11,6$ us a partir de (5). Aplicando esto a (4) nos resulta $L_1 = 1,45$ mH. El valor de C_1 , obtenido a partir de (6), es entonces de 49,8 μ F.

En el circuito de la figura 5 se utiliza un condensador estándar de 47 μ F. como C_1 , y L_1 está ajustada a 1,7 mH. La frecuencia de conmutación obtenida experimentalmente en el circuito es de 60 KHz., y el rizado de salida es de 20 mV. pico-a-pico. Estas discordancias entre los valores calculados y los obtenidos experimentalmente no son alarmantes, ya que se ha realizado un gran número de simplificaciones a la hora de desarrollar las ecuaciones. Sin embargo, así se consigue un método conveniente para manejar el gran número de variables dependientes entre sí que existen. Expresiones más exactas traerían consigo un procedimiento de diseño demasiado complejo como para ser práctico.

La variación de la frecuencia de conmutación con la tensión de entrada y con la corriente de carga se muestra en las figuras 6 y 7. El rápido aumento de la frecuencia

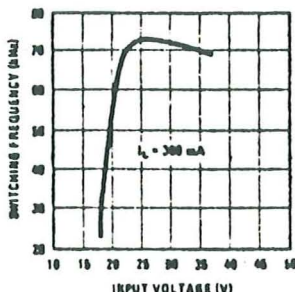


FIGURA 6

Frecuencia de conmutación en función de la tensión.

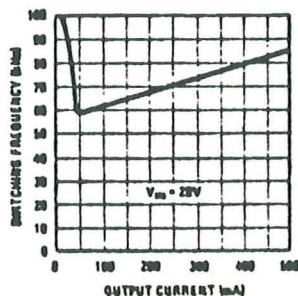


FIGURA 7

Frecuencia de conmutación en función de la corriente.

con bajas corrientes de carga se debe a que el transistor de salida del LM 100 (Q12) comienza a alimentar directamente una apreciable porción de la corriente de carga.

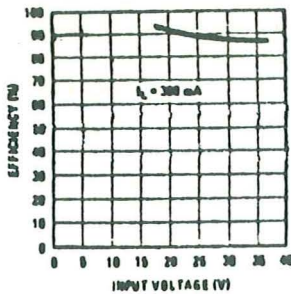


FIGURA 8

Eficacia en función de la tensión de entrada.

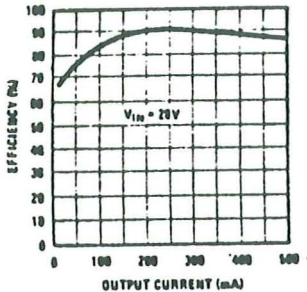


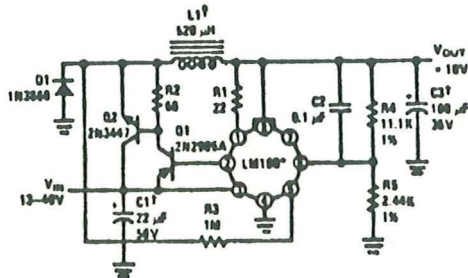
FIGURA 9

Eficacia en función de la corriente de salida.

La eficacia del regulador sobre un amplio margen de tensiones de entrada viene dada por las figuras 8 y 9.

REGULADORES DE MAYOR INTENSIDAD

Si la corriente de salida necesaria es mayor que alrededor de 500 mA., hay que añadir otro transistor conmutador para ob-



© 1980 Texas Instruments
 A1330117-2 analog/bipolar per metalloy case

* Same as diagram in Top View
 † Solid tantalum

FIGURA 10

Regulador conmutado para corrientes de salida mayores.

tener mayor ganancia de corriente. Podemos ver esto en la figura 10. Con la excepción del transistor NPN conmutador de

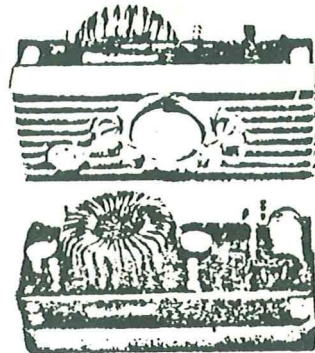


FIGURA 11

potencia, Q2, este circuito es el mismo que se había descrito previamente.

Este circuito es capaz de proporcionar corrientes de salida de 3 A. en régimen continuo, con un pequeño refrigerador, tal como muestra la figura 11. En la figura 12:

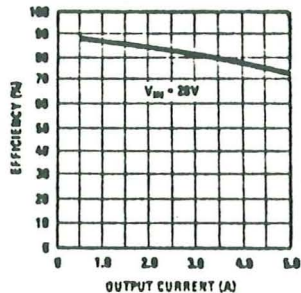


FIGURA 12

Eficacia en función de la corriente de salida.

podemos ver que la eficacia es mejor del 80 por 100 a este nivel de corriente de salida. Se pueden obtener corrientes de hasta 5 A. con menor eficacia. Sin embargo, la temperatura del conmutador de potencia y del diodo de captura alcanzan pronto los 100° C bajo estas condiciones, por lo que no se recomienda el funcionamiento continuo en esta situación, a no ser que se aumente el tamaño del refrigerador.

La figura 13 muestra que la eficacia no se ve afectada de una forma significativa por la tensión de entrada. En la figura 14 podemos ver que la frecuencia de conmutación permanece bastante constante sobre un amplio margen de tensiones de entrada. La figura 15 representa el aumento de la frecuencia de alimentación, junto con la

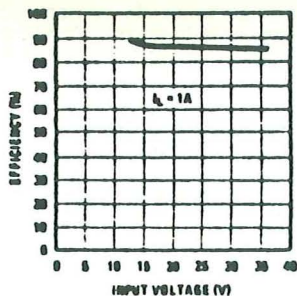


FIGURA 13

Eficacia en función de la tensión de entrada.

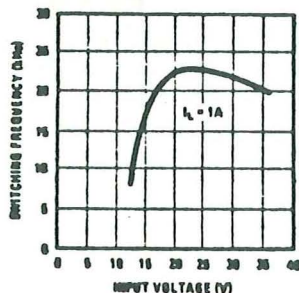


FIGURA 14

Frecuencia de conmutación según tensión de entrada.

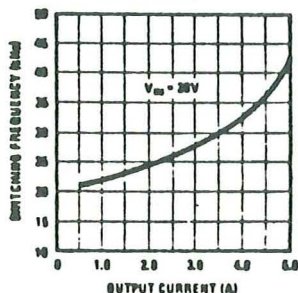


FIGURA 15

Frecuencia de conmutación según corriente de salida.

corriente de carga. La mayor corriente continua a través del inductor reduce la inductancia incremental haciendo aumentar la frecuencia. El último gráfico, la figura 16, ilustra la regulación de línea del dispositivo. Esta puede ser mejorada añadiendo un pequeño condensador (10 nF.) en serie con el resistor de realimentación positiva, R3, para aislar el terminal de referencia de los cambios en la tensión continua de entrada.

Con bajas corrientes de salida, la corriente del inductor puede hacerse cero algún tiempo después de abrirse el transistor de

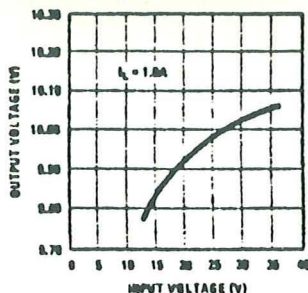


FIGURA 16

Regulación en línea.

conmutación. cuando esto ocurre se produce el efecto «ringing» en la onda de conmutación. Esto es perfectamente normal y no tiene secuelas.

La utilización de condensadores de tantalio sólido para C1 y C3 se recomienda cuando se espera que el regulador trabaje sobre todo el margen de temperatura militar. La razón para utilizar condensadores de 35 V. en la salida, aunque la tensión sea de sólo 10 V. en ese punto, es que el rizado de 40 mV. pico-a-pico podría, por ejemplo, exceder de los valores máximos tolerables para un condensador de 100 μ F. 25 V.

Se han utilizado con éxito condensadores electrolíticos de aluminio sobre un margen de temperatura más limitado, y no hay ninguna razón para no utilizar condensadores de tantalio de lámina o de regleta húmedas, mientras su resistencia equivalente en serie sea lo suficientemente baja como para comportarse como condensadores con la forma de onda de conmutación de corriente a alta frecuencia. También es importante consultar los datos del fabricante para asegurarse de que pueden aguantar el rizado de alta frecuencia.

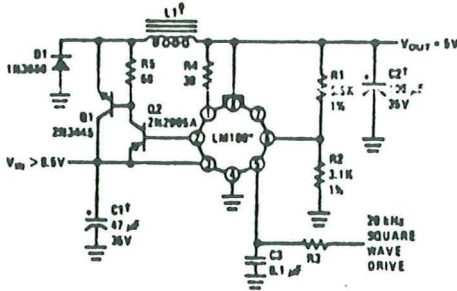
Como se decía al hablar del regulador de baja corriente, es necesario utilizar diodos y transistores de conmutación rápida en estos circuitos. Los rectificadores de silicio ordinarios y los transistores de potencia de baja frecuencia funcionan con eficacias drásticamente reducidas, y se sobrecargan térmicamente en seguida.

REGULADOR CONMUTADO PILOTADO

Cuando se utilizan varios reguladores conmutados juntos en un sistema, algunas veces es deseable sincronizar su funcionamiento para distribuir más uniformemente las formas de onda de corriente conmutada en la línea de entrada. También es necesario el funcionamiento sincronizado cuando

se utiliza un regulador conmutado junto con un convertidor de potencia.

La figura 17 muestra un circuito par



*Schematic diagram is Top View
†Solid tantalum

‡700 turns #22 on Arnold Engineering
AB30157-2 only bottom in permalloy core

FIGURA 17

Regulador conmutado pilotado.

sincronizar el regulador conmutado con una onda cuadrada piloto. En este circuito no se utiliza realimentación positiva; en vez de ello se integra la onda cuadrada piloto, y la onda triangular resultante (de aproximadamente 40 mV. pico-a-pico) es aplicada al terminal de referencia del LM 100. Esta onda triangular provocará la conmutación del regulador, ya que su ganancia es tan alta que la onda lo sobrepilota. El ciclo eficaz de la forma de onda conmutada es controlado por la tensión presente en el terminal de realimentación, pin 6 del LM 100. Si esta tensión aumenta, el ciclo eficaz decrece, eliminando una pequeña porción de la onda triangular presente en el pin 5. Por la misma razón, el ciclo eficaz aumentará si la tensión en el pin 6 disminuye.

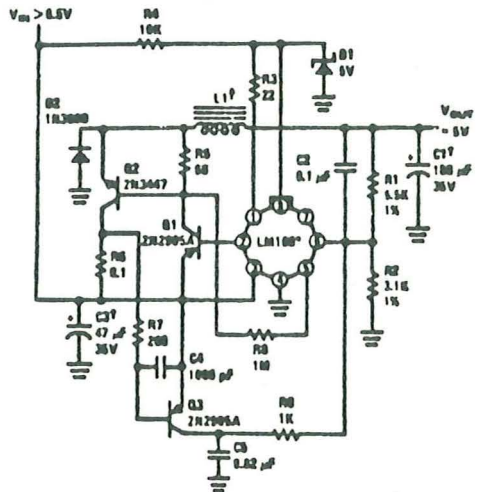
Esta acción provoca la regulación deseada: si la tensión de salida comienza a aumentar, aumentará la tensión en el pin 6, por lo que una pequeña porción de la onda triangular queda eliminada. Esto reduce el ciclo eficaz, contrarrestando el aumento de la tensión de salida.

Para que este circuito trabaje apropiadamente, la tensión de rizado en el pin 6 debe ser menor que un cuarto de la amplitud pico-a-pico de la onda triangular. Si no se satisface esta condición, el regulador tratará de oscilar a una frecuencia propia. Así, como la impedancia del pin 5 es de aproximadamente 1 Kohm., el condensador integrador, C3, deberá tener una reactancia capacitiva de menos de 100 Ohm. a la frecuencia piloto. El valor de R3 se determina para que la amplitud de la onda triangular en el pin 5 sea de aproximadamente 40 mV. pico-a-pico.

Los reguladores pilotados tienen otras ventajas, siendo una de ellas el que es posible diseñar los filtros LC independientemente de las consideraciones de la frecuencia de conmutación. De esta manera se pueden obtener menos rizados de salida y mejores respuestas a transitorios. Una segunda ventaja es la estabilidad de la frecuencia. En el regulador autooscilante, la frecuencia de conmutación está controlada por un número de factores relativamente grande, y consecuentemente no queda bien determinada cuando se toman en consideración tolerancias normales. Con reguladores de potencia media y baja, esto no es normalmente un problema, ya que la eficacia no varía gran cosa con la frecuencia; sin embargo, los reguladores de alta potencia tienden a ser más sensibles a la frecuencia, y es deseable que funcionen a frecuencia constante.

LIMITACION DE CORRIENTE

En los circuitos anteriormente descritos, el regulador no está protegido contra sobrecargas ni cortocircuitos en la salida. El proporcionar una protección contra cortocircuitos no es fácil, debido a que es necesario mantener el regulador conmutándose cuando la salida está cortocircuitada. De otra manera, la disipación se haría excesiva,



*Schematic diagram is Top View
†Solid tantalum

‡700 turns #20 on Arnold Engineering
AB30157-2 only bottom in permalloy core

FIGURA 18

Regulador conmutado con limitador de corriente.

aunque la corriente estuviese limitada.

Un circuito capaz de cumplir estas condiciones es el que hay en la figura 18. La corriente de pico a través del transistor conmutador es detectada por R6. Cuando la caída de tensión a través de este resistor es lo suficientemente grande como para activar Q3, la tensión de salida comenzará a disminuir, ya que la corriente que está siendo suministrada al terminal de realimentación del regulador desde el colector de Q3 es tan baja que tiene que ser alimentada desde la salida a través de R1. De esta manera, el circuito continuará oscilando, aun con la salida cortocircuitada, gracias a la realimentación positiva a través de R6 y a la constante de tiempo de descarga relativamente alta de C2.

Es necesario colocar un resistor, R7, en serie con la base de Q3 para asegurar que la base no absorba una corriente excesiva. Además, hay que añadir un condensador, C4, entre la base y el emisor de Q3, para que éste no se cierre prematuramente con el gran pico de corriente (aproximadamente el doble de la corriente en la carga) que atraviesa al transistor conmutador, causado al retirarse la carga almacenada del diodo de captura. También hay que utilizar a la salida del LM 100 un diodo zener para alimentarlo, ya que el limitador de corriente no funcionará si en ese punto la tensión disminuye por debajo de aproximadamente un voltio.

Las características de limitación de corriente de este circuito pueden verse en la figura 19. La figura 20 muestra cómo la corriente media de entrada da un bajón

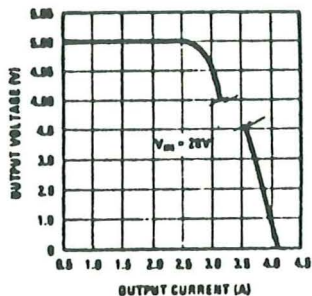


FIGURA 19

Características de limitación de corriente.

cuando el circuito entra en el área de limitación de corriente.

Este limitador de corriente protege a los transistores de conmutación contra sobrecargas o cortocircuitos en la salida. Sin embargo, la disminución de corriente y la corriente en cortocircuito no están bien controladas, por lo que es difícil propor-

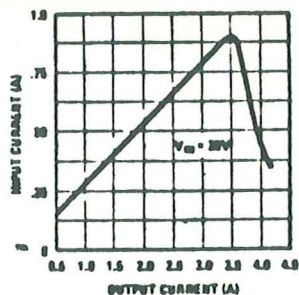


FIGURA 20

Corriente de entrada según corriente de salida.

nar circuitos que soporten un cortocircuito continuo bajo las peores condiciones. Esto es particularmente cierto en el caso de reguladores de alta corriente, donde el sobredimensionamiento de los componentes se hace bastante caro.

La figura 2 muestra un circuito diseñado para la protección de cortocircuitos continuos bajo las peores condiciones. En este caso, el resistor sensor de corriente está en serie con el inductor. Así, la corriente de pico de limitación puede ser determinada de manera más precisa, ya que el pico generado al pasar la carga almacenada fuera del diodo no atraviesa el resistor sensor. El funcionamiento de este circuito es esencialmente el mismo que el del anterior, en el que un transistor NPN, Q4, detecta la condición de sobrecarga de corriente y activa a Q3, el cual proporciona la señal de limitación de corriente al terminal de realimentación. El diodo zéner, D3, es necesi-

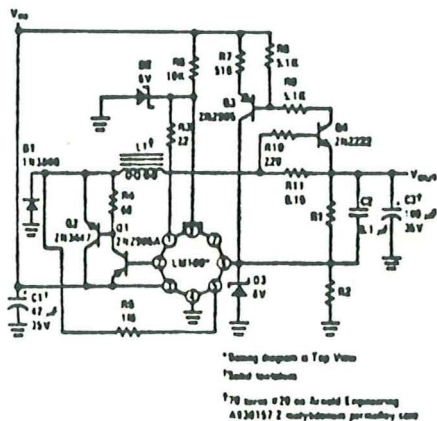


FIGURA 21

Regulador conmutado con protección contra cortocircuitos continuos en la salida.

rio, y garantiza que el pin 6 no se puede hacer 0,5 V. más positivo que el pin 1. Si esto ocurre, el circuito integrado puede sobrecargarse y quemarse. Las prestaciones de este circuito limitador puede verse en las figuras 22 y 23.

Con este circuito es posible no sólo una determinación más precisa de la corriente de límite, sino que, como se aprecia en las figuras 22 y 23, las características de limitación son considerablemente más «afiladas». Una desventaja de este circuito es que la corriente de carga atraviesa continuamente el resistor sensor, reduciendo la eficiencia. Por ejemplo, con una salida regulada a 5 V., la eficacia se verá reducida en un 10 por 100 a plena carga.

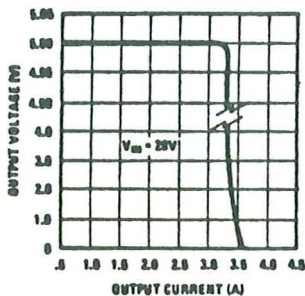


FIGURA 22

Características de limitación de corriente.

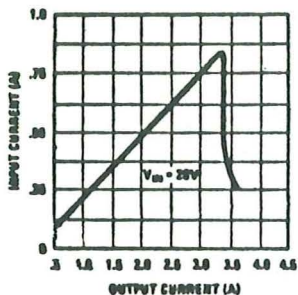


FIGURA 23

Corriente de entrada según corriente de salida.

REGULADORES NEGATIVOS

Todos los circuitos de los que hemos venido hablando son reguladores con salidas positivas, y aunque se pueden realizar reguladores negativos haciendo flotante la alimentación no regulada y enviando a masa la salida regulada, esto no siempre es conveniente.

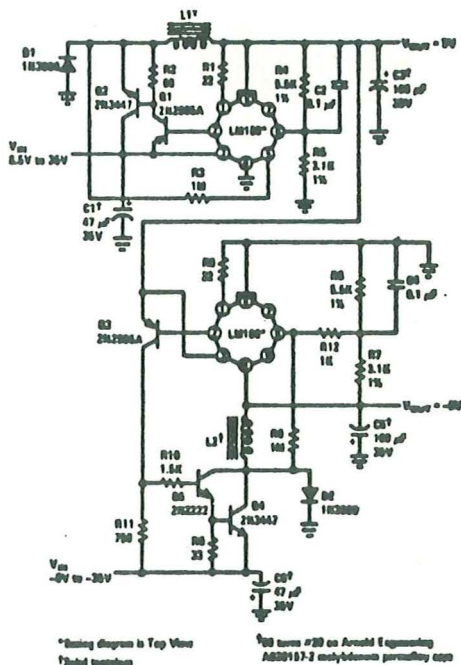


FIGURA 24

Reguladores conmutados positivo y negativo.

La figura 24 muestra el circuito de un regulador conmutado negativo donde la entrada no regulada y la salida regulada tienen la misma masa. La única limitación del circuito es que debe existir una tensión positiva mayor de 3 V. para alimentar apropiadamente el regulador negativo.

En este circuito, el terminal normal de salida del LM 100 (pin 8) está conectado a masa, y el terminal de masa está conectado a la salida negativa regulada; de esta manera, como antes, se regula la tensión entre los terminales de entrada y de salida. El terminal de entrada no regulada (pin 3) está conectado a una tensión positiva para recibir una polarización adecuada. Un transistor booster, Q3, está conectado de manera normal y pilota un conmutador darlington NPN, formado por Q4 y Q5. El divisor resistivo R8 y R12 desarrolla la realimentación positiva necesaria.

Es necesario utilizar un conmutador darlington, debido a que no se necesita ganancia de corriente. El transistor conmutador de potencia no puede funcionar con un piloto de base fijo; si la excitación del transistor es suficientemente grande como para asegurar su saturación a la máxima corriente de carga, sobraré excitación a

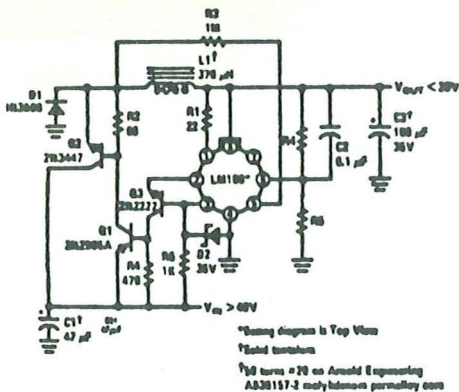


FIGURA 25

Regulador conmutado para altas tensiones de entrada.

bajas intensidades de salida, y el rizado se verá radicalmente incrementado. Con el transistor extra, sin embargo, el conmutador de potencia se mantiene fuera de saturación a bajas corrientes de salida, eliminando el problema.

REGULADORES DE ALTA TENSION

Se pueden utilizar fácilmente reguladores conmutados en los que la tensión de entrada sea mayor que los 40 V. máximos que admite el LM 100, aunque la tensión de salida será de hasta 30 V. Como podemos ver en la figura 25, es posible aislar el LM 100 de la fuente de alimentación no regulada, por lo que puede ser utilizado con tensiones de entrada limitadas únicamente por los transistores conmutadores y el diodo de captura.

En este circuito, la tensión vista por el LM 100 se mantiene a un nivel fijo dentro de unos valores máximos gracias a un diodo zéner, D2. La tensión zéner debe ser al menos 3 V. mayor que la tensión de salida. La salida del LM 100 es cambiada a un nivel igual al de la tensión de entrada mediante un transistor NPN adicional, Q3, que funciona en base común, y pilota al conmutador PNP de manera normal.

COMBINACIONES DE REGULADOR LINEAL Y CONMUTADO

En ciertas aplicaciones en que la diferencia de tensión entrada/salida es muy alta y los requisitos de rizado y respuesta frente a transitorios no pueden ser satisfechos por

un regulador conmutado, puede utilizarse un convertor de potencia para reducir la tensión de entrada, y su tensión de salida puede ser regulada por un regulador lineal. Este circuito, sin embargo, no es tan eficiente como la combinación mostrada en la figura 26. El regulador conmutado de esta figura no sólo reduce la tensión de entrada con gran eficiencia, sino que también la regula. Así, el regulador lineal funciona con una diferencia de tensión entrada/salida fija, lo que mantiene la disipación al mínimo.

En este circuito, el regulador lineal está alimentado por un zéner prerregulado (R9, D2 y Q5). Esta fuente de alimentación separada lo aísla del ruido existente en la tensión de alimentación no regulada; además, así el transistor regulador en serie, Q3, funciona correctamente en un punto próximo a su saturación. El colector de Q3 está alimentado por la salida del regulador conmutado, la cual es suficientemente alta como para que la salida del regulador lineal permita la máxima sobrecarga dinámica del regulador conmutado junto con la saturación de Q3.

SUMARIO

Se ha descrito un número de circuitos reguladores conmutados utilizando un regulador de tensión monolítico como referencia de tensión y circuitería de control. Estos reguladores son útiles dentro del margen de 2 a 30 V., tanto para tensiones

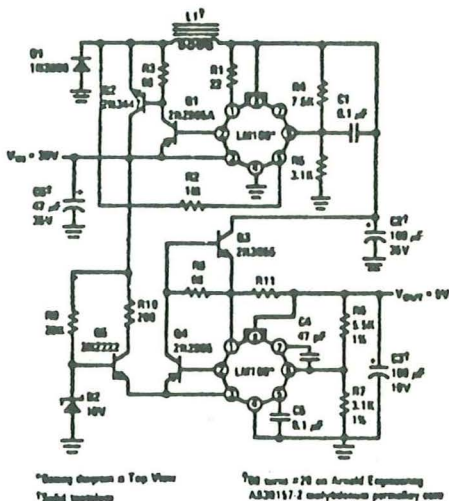


FIGURA 26

Combinación de reguladores lineal y conmutado para obtener muy bajo/risado en la salida y una rápida respuesta ante transitorios.

positivas como negativas. Aunque sólo se ha hablado de circuitos con corrientes de salida de 100 mA. a 5 A., es posible obtener valores más altos para esta dimensión. La intensidad de salida está, de hecho, limitada únicamente por los componentes discretos, y no por el diseño básico del circuito integrado

La mayoría de los circuitos mostrados son reguladores autooscilantes, aunque se da un método para pilotar el regulador en sincronismo con una señal externa de reloj; además, se presentan circuitos con protección contra sobrecarga y con limitadores, tanto de intensidad de salida como de potencia disipada. Se describen detalladamen-

te las características de los circuitos reguladores. También se sugiere una selección de componentes para estos reguladores conmutados.

Estos circuitos están diseñados para el LM 100, aunque funcionan igual de satisfactoriamente con los circuitos integrados LM 200 y LM 300, que se diferencian únicamente en los márgenes de temperatura de funcionamiento:

— LM 100, margen de temperatura militar (-55 a $+125^{\circ}$ C).

— LM 200, margen de temperatura industrial (-25 a $+80^{\circ}$ C).

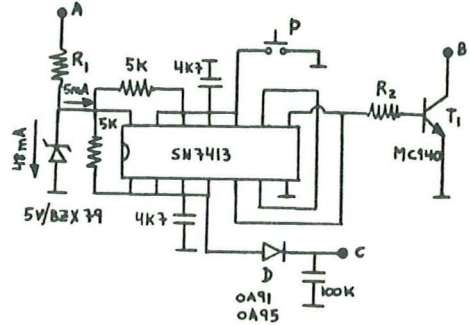
— LM 300, margen de temperatura comercial (0 a $+70^{\circ}$ C).

DETECTOR DE CORTOCIRCUITOS CON MEMORIA PARA FUENTE DE ALIMENTACION

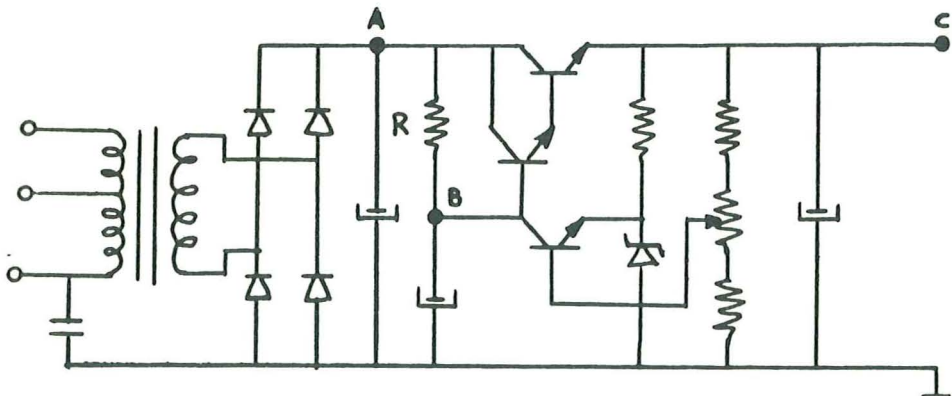
EA7BML, José M. Alcaraz Puertas

Este circuito se puede acoplar a cualquier fuente de alimentación. Cuando se hace un cortocircuito a la salida de la fuente, ésta se desconecta instantáneamente y vuelve a funcionar cuando se pulsa P y si previamente se ha retirado el corto. En caso contrario, si se pulsa P no sufre la fuente, porque ésta no se repone.

Básicamente, el circuito es un biestable que controla a un transistor T₁ y éste, a la vez, actúa sobre la fuente. La resistencia R₁ se calcula según la tensión del punto A y sabiendo que el CI consume 5 mA, y el diodo zener absorbe 48 mA. La resistencia R₂, se calcula de la siguiente forma: cuando esté el circuito conectado a la fuente se le da tensión a ésta, se tira a masa el ánodo de D y se pone en el lugar de R₂ una resistencia variable, graduándola de forma que la diferencia de potencial entre B y masa sea prácticamente cero. Se desconecta la resistencia variable, se mide y en su lugar se suelda una resistencia fija del mismo valor. Finalmente, se retira el hilo que



unía el ánodo de D a masa. Puede ser que la resistencia R de la fuente se caliente algo, en este caso, se sustituye por otra de igual valor y de mayor potencia. Cada vez que conectemos la fuente habrá que darle al pulsador para poder hacer uso de ésta.



LAS BATERIAS DE NiCad Y COMO SE CARGAN

Por David W. POTTER,
W2GZD
Traducción: EA1AAO
(qst oct-81)

Las baterías de níquel cadmio han sido un notable invento; han estado utilizándose durante cincuenta años, pueden ser usadas y recargadas cientos de veces. Su resistencia interna es muy baja, la cual permanece hasta el final de la descarga y su voltaje es razonablemente constante durante todo el período de descarga.

El tipo de voltaje en una celda recién cargada es de 1,3 voltios. Este decrece hasta un voltio al final de la descarga. Si la descarga continúa, el voltaje de salida cae rápidamente desde este punto. Para voltajes más altos o paquetes de potencia, son montadas en serie, dos o más celdas.

Las baterías y celdas cilíndricas que más comúnmente se encuentran en equipos de radioaficionados están hechas como un condensador electrolítico. Finos electrodos de láminas de hidróxido de níquel e hidróxido de cadmio están aislados por una lámina porosa separadora. Una cantidad limitada de hidróxido de potasio sirve como electrolito. Las tres láminas y el electrolito son enrolladas juntas y metidas en una cápsula metálica cilíndrica. Un anillo aislante separa la tapa (positivo) de la cápsula exterior (negativo).

La reacción química en una celda es:

en la ecuación, y es que durante el final del ciclo de carga y en la sobrecarga, las celdas generan gases. El oxígeno se produce en el electrodo positivo (níquel) y el hidrógeno en el negativo (cadmio), tanto en uno como en el otro al alcanzar la plena carga.

Si se carga una batería a razón de 1-C (definiremos más adelante), la presión y la temperatura en el interior de la celda se elevarán rápidamente al alcanzar la plena carga y, por tanto, se dañarán o destruirán. Desde que las celdas están herméticas, la presión interior no debe llegar a ser excesiva. Suelen tener válvulas que liberan el exceso de presión cuando ésta llega a unos 150 a 300 PSI. Pero cada escape de gases acorta la vida de éstas. Los fabricantes evitan la producción de gas hidrógeno, haciendo el electrodo positivo más pequeño que el negativo, así el positivo llega a plena carga mucho antes que el negativo.

El oxígeno es generado en este electrodo positivo cuando la carga es completa, pero este gas puede retornar al electrodo negativo con el cual reacciona, impidiendo además a este electrodo que siga cargándose y, por supuesto, que produzca hidrógeno. Estas celdas de NiCad pueden entonces ser cargadas o sobrecargadas indefinidamente



Notar que la reacción puede ir en las dos direcciones. Si la corriente de un cargador fluye en la adecuada dirección, la reacción se efectuará hacia la izquierda (cargada) y los electrodos quedarán regenerados. Pienso que esto no es todo y que no está claro

sin estropearse, gracias a esta protección.

Otra faceta interesante de las baterías de NiCad y que las hace diferentes de otras, es que el voltaje máximo lo dan a la temperatura de 24° C. Este voltaje decrece tanto como suba o baje la temperatura. Igualmente

te la resistencia interna es menor a 24° C, y se incrementa tanto como la temperatura suba o baje. Por esta característica y por otras razones, una batería de NiCad debería utilizarse en unos márgenes de 0° a 40° C.

CAPACIDAD DE UNA CELDA

La capacidad (C) de una celda o batería de NiCad es dada en amperios o miliamperios hora. Una batería de 500 miliamperios/hora tiene una C (capacidad), igual a 500. Esto significa, por ejemplo, que ésta se puede descargar a razón de 50 mA en diez horas o de 500 mA en una hora.

El término C puede definir también la corriente de carga o de descarga. Una proporción de descarga de 1-C, significa, una corriente de descarga de 500 mA en una batería de 500 mA/hora de capacidad, mientras que una carga de 0,1-C en esta misma batería implica una corriente de carga de 50 mA ($0,1 \times 500 = 50$).

Por tanto, C define una capacidad de ciertos mA/hora o una corriente determinada, tasada en mA/hora para la carga o descarga.

CARACTERISTICAS DE LA CARGA

Ahora que hemos repasado la teoría de las baterías de NiCad, veremos cómo podemos recargarlas correctamente para prolongar su vida hasta cerca de las mil recargas.

Lo primero de todo es que la tasa de carga debe estar limitada a 0,1-C. Si la carga excede de 0,1-C, el oxígeno generado a plena carga no se difunde y reacciona con el electrodo negativo lo bastante rápidamente. La presión y la temperatura crecerán y se dañará la batería. Una carga de 0,1-C implica diez horas cargando, pero realmente la batería no estará al 100 por 100 del rendimiento. Es necesario un tiempo de carga del 140 al 160 por 100. De ahí vienen esos tiempos tan familiares de 14 a 16 horas de carga en nuestras baterías.

Una batería consiste en dos o más celdas conectadas en serie. Cuando una de estas celdas en una batería no tiene la misma capacidad, puede llegar a estar descargada antes que las demás. Cuando esto ocurre la celda débil llega a estar en polarización inversa respecto a las demás y se producirá oxígeno en el electrodo de cadmio e hidrógeno en el de níquel, subirá la presión y la resistencia interna y, por tanto, la temperatura. Los fabricantes han ideado interesantes proyectos para suprimir la generación de gases en los casos de polaridad inversa, pero la protección sólo es efectiva para tasas de descarga de 0,1-C o menos. Cuan-

do son mayores estas tasas, se debe parar la descarga cuando el voltaje de cada celda llega a ser un voltio, nunca menos. Muchos de los aparatos de radioafición tienen este indicador de voltaje mínimo. Es el momento de cesar la operación y ponerlas a recargar.

Las baterías de NiCad pueden suministrar por su baja resistencia interna largos pulsos de corriente de descarga y variados en sus tasas. El lector quisquilloso podría preguntar por qué una celda puede descargarse a varias C, sin dañarse y, sin embargo, cargando con varias C se puede destruir. La razón está relacionada con el gas y el calor que se generan cerca de la plena carga, como hemos dicho anteriormente.

Existen cargas rápidas, pero en baterías de NiCad especiales. Los cargadores rápidos generalmente miden la temperatura de las celdas y, si la temperatura sube, el sensor desconecta el cargador o reduce la tasa de carga hasta un goteo de la misma. Tales cargadores y baterías no se encuentran comúnmente en nuestros equipos.

CARGADORES PARA BATERIAS DE NiCad

Si le gusta construir circuitos y quiere ahorrar algún dinero, haga un buen cargador, mejor que muchos que se pueden comprar. Un cargador se puede hacer con poco dinero y la mayoría de los componentes, probablemente, los tenga en su cuarto de radio.

Un simple cargador se construye con un regulador de corriente constante LM317, el cual tiene tres terminales, uno es el positivo ajustable. El circuito de la figura 1 es para un cargador de corriente constante. Este

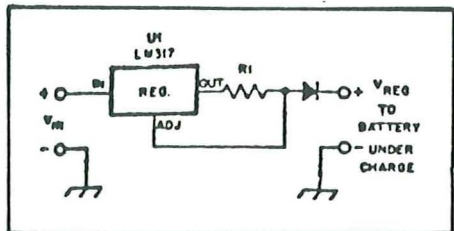


Fig. 1.—Circuito para una carga de corriente constante. El diodo puede ser de 1A. U1 es un regulador de tres terminales.

regulador se encuentra en varios tipos de encapsulado. El potencial de entrada debe de ser cinco o seis voltios mayor que el máximo que deseemos a la salida, aunque se puede llegar a 40 voltios de diferencia; a mayor diferencia de voltajes entre la entrada y la salida, mayor será la disipación del

regulador. La corriente de carga en miliamperios viene dada por la fórmula:

$$mA = \frac{1.200}{R1} \quad R1 = \frac{1.200}{mA}$$

Si la batería es de 250 mA/H, poner una corriente de carga de 25 mA, y si es de 450 mA/H, poner 45 mA. Estas cargas de 0,1-C, requerirán aproximadamente de catorce a dieciséis horas de carga para una batería descargada.

Una sobrecarga de esta tasa de carga (0,1-C) no dañará la batería. Los tres diodos del esquema desconectan la batería del cargador en el caso de que éste se apague o que falte la fuente de alimentación.

Se puede añadir un simple circuito (figura 2B) que desconecta el cargador cuando el voltaje de la batería alcance un valor fijo determinado. Un goteo de carga de 0,01-C a 0,03-C, queda suministrado por la resistencia R2. Esta es recomendada para mantener a flote o nivelar la carga. El circuito comparador de voltaje emplea 0,4 voltios de histéresis; así, si la batería decae 0,8

voltios por debajo del punto de voltaje ajustado, el cargador comienza a proporcionar 0,1-C hasta alcanzar de nuevo el punto regulado. Un «led» rojo (DS1), indica que la unidad está cargando y el verde (DS2), indica que la batería ha alcanzado la condición deseada. Estos «leds» sólo sirven como indicadores y si se desea pueden ser eliminados.

El comparador de voltaje que se emplea es un LM339. Esta versión tiene cuatro comparadores en un formato de catorce patitas, el cual es útil porque se pueden tener cuatro regulaciones de voltaje para cargar simultáneamente cuatro tipos de baterías diferentes sólo con añadir tres reguladores de corriente constante. Un solo LM339 puede controlar cuatro reguladores.

Muchas baterías tienen terminales en la parte de abajo, pero no tienen conectores. Se puede hacer un soporte de madera para las baterías, con unos tornillos en su base, que contacten con los terminales de la batería al ser insertada correctamente en el soporte. Usted puede decidir cómo conectar el cargador a su batería. Ahora, manos a la obra. Y a cargar sensatamente.

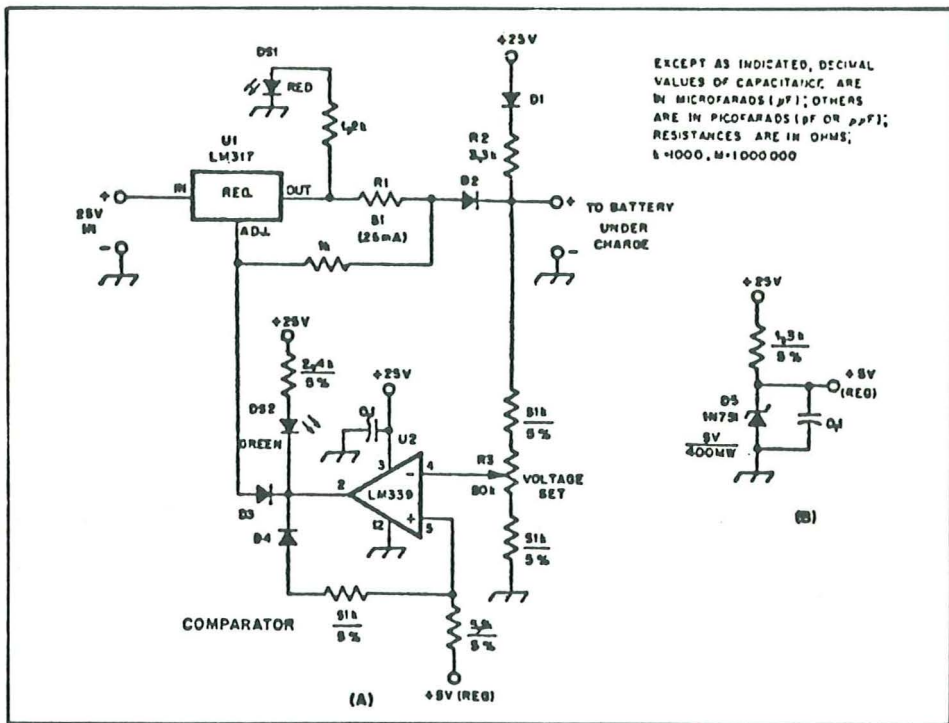


Fig. 2.—Esquema de un cargador de corriente constante con desconexión automática. R3 es ajustado para el máximo voltaje deseado en la batería. Los condensadores son cerámicos de disco o Mylar. Los D1-D4 son de 1A. DS1 y DS2 son «leds». R3 es lineal. (Ver texto para detalles del circuito B.)

SEGURIDAD EN EL EMPLEO DE LAS CORRIENTES

PREVENCIÓN DE ACCIDENTES

Hemos visto que la generalización del empleo de la electricidad no está exento de riesgos. Los peligros pueden ser clasificados en dos grupos: la destrucción de los aparatos y materiales y los peligros corporales (conmoción, quemaduras, electrocución).

I. ACCIÓN DE LA ELECTRICIDAD SOBRE EL MATERIAL.

El calentamiento exagerado de todo elemento conductor (debido al paso de la corriente) y la formación de arcos (ruptura de un circuito en carga, por ejemplo) son susceptibles de inflamar los materiales situados a su alrededor y provocar un incendio.

A) Principales circunstancias generadoras de incendio.

ORIGEN, CAUSAS, EFECTOS Y PREVENCIÓN

ORIGENES DE INCENDIO	CAUSAS POSIBLES DE LOS INCENDIOS	EFECTOS	PREVENCIÓN
Cortocircuitos	Contactos imprevistos entre conductores desnudos o con aislamiento deteriorado, o piezas conductoras bajo tensión. Caídas de objetos metálicos sobre las barras de conexión. Accidentes mecánicos en las máquinas y en el aparellaje.	La intensidad puede alcanzar bruscamente un gran valor. Calentamiento anormal de los conductores, de los aparatos, de las máquinas. El arco producido en la parte del cortocircuito puede provocar la inflamación y asimismo la detonación del medio ambiente.	Aparatos de protección: cortacircuito o disyuntor. Debe ser escogido y dispuesto en el circuito de forma que proteja eficazmente las instalaciones; deberán estar realizadas según las normas vigentes.
Sobrecargas	Sección de los conductores insuficiente: como consecuencia del aumento de la potencia de utilización (sobrecarga de un motor, ramificación suplementaria de aparatos receptores).	Calentamiento de los conductores. Una sobrecarga lenta produce un calentamiento de las máquinas, de los aparatos y de los conductores con el riesgo de provocar la carbonización lenta de ciertos materiales próximos.	Para que los conductores estén dentro de los límites de calentamiento admisibles, las intensidades de corriente que los recorren no deben rebasar los valores indicados en las tablas correspondientes. Los cortocircuitos deben estar calibrados en función de la intensidad admisible en los conductores y los aparatos.

Corrientes de fuga	Mal aislamiento (o disminución de la resistencia de aislamiento): entre conductores o piezas conductoras, entre conductores y la tierra o la masa. Defectos debidos a la humedad, en gran parte, y al calentamiento.	La intensidad de la corriente de fuga aumenta en la misma proporción en que la resistencia de aislamiento disminuye; su límite puede ser una corriente de cortocircuito. Calentamiento progresivo del material defectuoso. Es uno de los defectos más peligrosos, pues su evolución es lenta y con gran frecuencia en lugares inaccesibles.	Ejecución de las instalaciones según los reglamentos técnicos y control periódico del aislamiento.
Extracorrente de ruptura	Formación de arcos a la apertura de un aparato de conexión y desconexión de circuito.	Calentamiento local del medio ambiente.	Los aparatos deben estar concebidos de forma que limiten los arcos.
Factores que favorecen los peligros de incendio	<p>Locales en los que las materias inflamables son manipuladas, fabricadas o almacenadas en cantidad notable (fabricados textiles, fábricas de papel, almacenes de decoración, destilerías, talleres de decoración, ciertos graneros, etc.).</p> <p>Locales en los que son fabricados, transformados o almacenados en cantidad notable materias sólidas, líquidas o gaseosas susceptibles, en caso de inflamación, de provocar explosiones.</p> <p>Locales en los que hay riesgo de que se acumulen en cantidad peligrosa gases, vapores o polvos, pudiéndose formar entre ellos o con el aire mezclas detonantes.</p> <p>Locales polvorientos.</p> <p>Locales húmedos, mojados.</p>		

B) Precauciones a tener en cuenta para evitar los incendios o limitar sus consecuencias.

La buena ejecución inicial de una instalación no es suficiente; es necesario prever las medidas complementarias contra el peligro de incendio.

1.º Verificar periódicamente:

- a) Las uniones de los conductores.
- b) Los aparatos de seguridad (cortacircuitos, disyuntores).
- c) La resistencia de aislamiento de las instalaciones.

2.º Instruir a los usuarios:

- a) De la situación de los dispositivos de lucha contra el incendio los más próximos (sitios más accesibles, material conservado en buen estado).

- b) De la naturaleza particular de los extintores a utilizar sobre las piezas bajo tensión: extintores de nieve carbónica, de tetracloruro carbono o de bromuro de metilo (bajo reserva de una aireación suficiente).
- c) De los peligros de electrocución presentados por el empleo de extintores de agua o de espuma.
- e) De la necesidad de aislarse (taburete, guantes, etc.) antes de proceder a maniobras de lucha contra incendios, a fin de evitar los riesgos de electrocución.

3.º Impedir:

- a) La sobrecarga de los motores, de las líneas, etc.
- b) La sustitución de fusibles fundidos por alambres de hierro o de cobre (respetar el calibre) o la modificación de la regulación de los relés de protección.
- c) El corte de los seccionadores en carga; estos aparatos no están concebidos para soportar el arco a la ruptura.
- d) La proyección de limaduras o virutas sobre el material eléctrico.
- e) El almacenaje de cantidades demasiado importantes de materiales inflamables en los talleres o salas de máquinas.
- f) El abandono, no importa dónde, de calentadores, soldadores eléctricos, etc.

II. DAÑOS CORPORALES.

A) Acción de las corrientes eléctricas sobre el organismo.

El cuerpo humano se comporta como una resistencia. Al ser una persona sometida a una diferencia de potencial (Fig. 1), la intensidad de corriente que circula por su cuerpo está determinada por la ley de Ohm:

$$I = \frac{U}{R}$$

La resistencia R ofrecida al paso de la corriente comprende:

- a) La resistencia del cuerpo humano, que depende:
 - de la posición de los puntos de contacto (Fig. 2) sobre el cuerpo,
 - del recorrido de la corriente en el cuerpo,
 - del estado fisiológico de la persona.

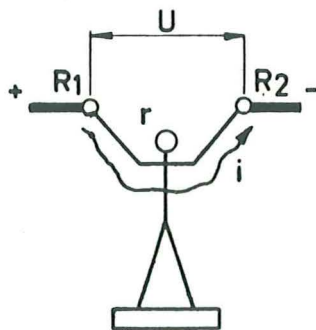


Fig. 1

Es, pues, muy variable; su valor es del orden de 500 a 1.000 ohmios.

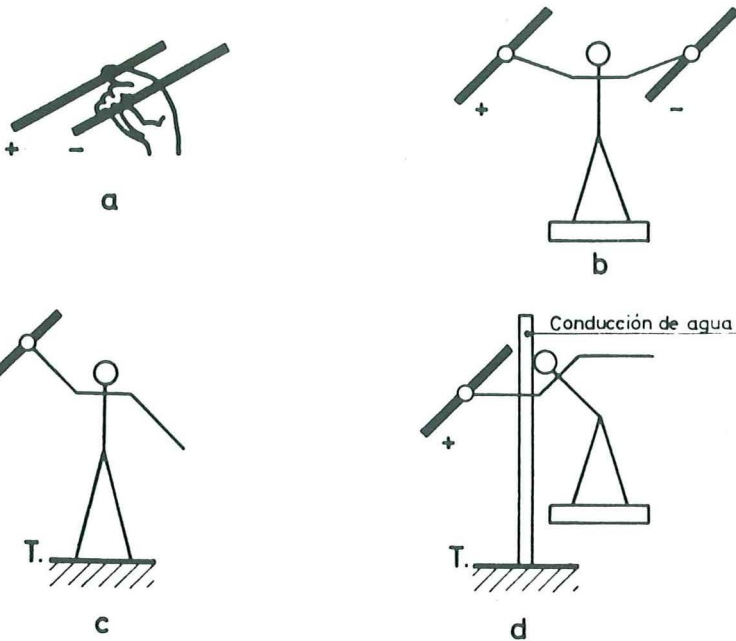
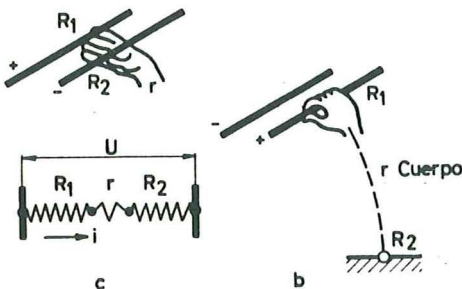


Fig. 2. - r depende de la posición de los puntos de contacto

b) La resistencia de los puntos de contacto con el cuerpo, que dependen:

- de la superficie de contacto,
- de la naturaleza de las partes del cuerpo en contacto con los puntos bajo tensión (dedos, mano, cabeza, pie, etc.); asimismo, de la dureza de la epidermis, del grado de humedad (manos mojadas, sudor, suelo húmedo, etc.),
- de la presión ejercida,
- del estado de limpieza de los contactos.



U - Diferencia de potencial aplicada al cuerpo
 r - Resistencia del cuerpo
 R_1 - R_2 - Resistencia de contacto
 i - Intensidad de la corriente circulando en el cuerpo

Fig. 3 - Resistencia total $R = r + R_1 + R_2$

Su valor es también muy variable, alcanzando algunos ohmios, en el caso más desfavorable, y algunos megohmios en el caso más favorable.

En conclusión (Fig. 3), la resistencia total (cuerpo y contactos) es una noción muy compleja: su medida da resultados diferentes por un mismo individuo según las circunstancias. Se admite que en el caso más desfavorable (resistencia de contacto muy débil) puede ser del orden de 500 a 1.000 ohmios.

La mejor apreciación del peligro viene dada por el valor de la intensidad de la corriente que atraviesa el cuerpo. Se considera que hay peligro cuando

esta intensidad es del orden de 30 a 100 mA (30 mA sacudidas, 100 mA electrocución).

Pero prácticamente es imposible conocer la intensidad que ha recorrido el cuerpo de una víctima en el momento del accidente. Es, pues, la tensión la que servirá para determinar el riesgo. En el caso más desfavorable hemos visto que la intensidad es alrededor de 100 mA y la resistencia 500 ohmios; la diferencia de potencial es, pues,

$$500 \times 0,100 = 50 \text{ V.}$$

Los reglamentos han fijado como tensiones no peligrosas (categoría de instalaciones a muy baja tensión) los valores siguientes:

Corriente continua: 50 V.

Corriente alterna:

- monofásica: 24 V eficaces,
- trifásica con neutro aislado: 24 V entre fases.
- trifásica con neutro a tierra: 42 V eficaces entre fases.

En todos los casos y con referencia a estos datos deberemos ajustarnos a las disposiciones vigentes dictaminadas por el Comité Español de Seguridad e Higiene en el Trabajo.

Particularidades.

La acción de la corriente eléctrica es uno de los fenómenos más complejos: las autopsias practicadas después de los accidentes no suelen revelar nada especialmente determinado.

La corriente perjudica al cuerpo humano en:

- la destrucción de la función de los órganos vitales (corazón, centros nerviosos, pulmones),
- la alteración y destrucción de tejidos (lesiones que se producen en los puntos de entrada y salida de la corriente en el cuerpo).

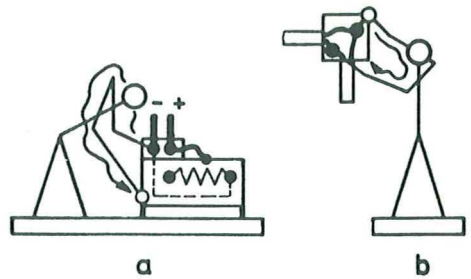
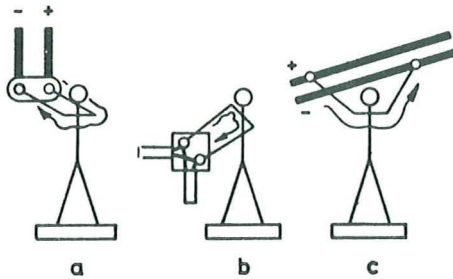
Actualmente los fisiólogos parecen estar de acuerdo en admitir que las fibras nerviosas no pueden resistir una temperatura superior a 45° C, y que su calentamiento mortal proviene de las calorías producidas por el paso de la corriente en el cuerpo.

El calentamiento de los centros vitales correspondientes al cerebro conduciría a la parálisis respiratoria.

B) Circunstancias en las cuales pueden producirse los accidentes.

Una persona está en peligro si entra en contacto con dos piezas metálicas, estableciendo entre ellas una diferencia de potencial que sobrepase el valor que hemos determinado como peligroso (Fig. 4).

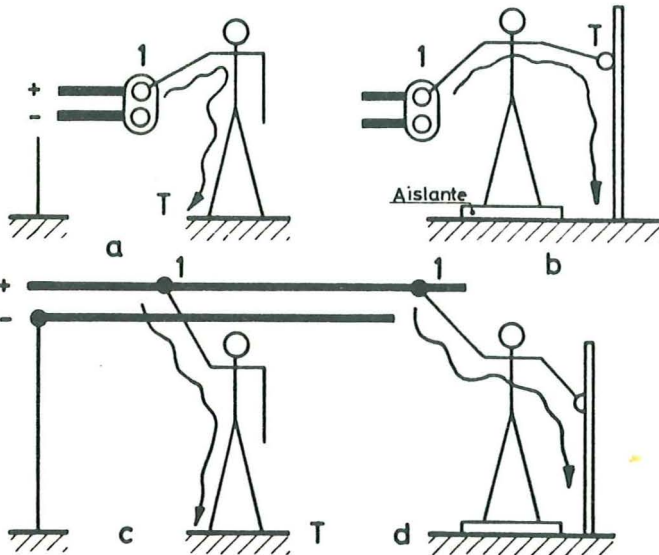
Los contactos pueden establecerse, sea directamente entre las piezas bajo tensión sin unión con tierra, o bien entre una pieza bajo tensión y la tierra.



1.º Contactos directos.

Una parte metálica puesta accidentalmente bajo tensión puede presentar para el cuerpo humano el mismo peligro que un conductor bajo tensión.

Este peligro sólo existe cuando se entra en contacto simultáneamente con esta parte y la masa. Lo mismo ocurre entre un conductor y masa (Fig. 5).



2.º Contactos indirectos.

Cuando el neutro de una distribución de corriente alterna o una de las polaridades de una distribución de corriente continua está unida a tierra, una diferencia de potencial aparece entre esta tierra y los conductores bajo tensión (Fig. 6).

Si una parte metálica aislada de tierra es puesta accidentalmente bajo tensión, una diferencia de potencial aparece entre esta parte y tierra (Fig. 7).

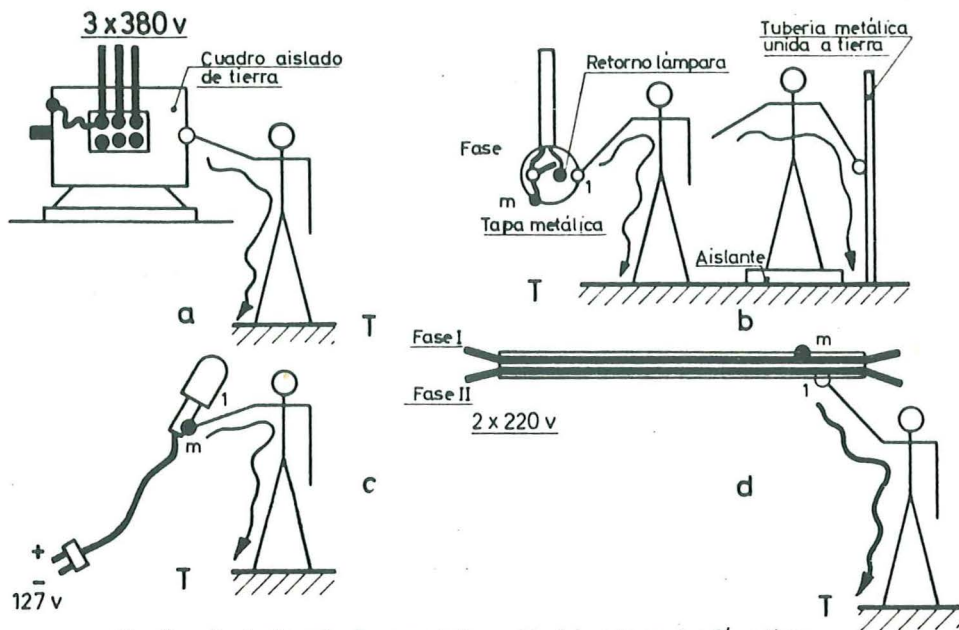


Fig. 7. - Contacto entre 1, conectado accidentalmente con tensión y tierra

a - Motor D.d.p. entre 1 y T : $\frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ V}$

b - Interruptor m - conectado accidentalmente a la masa

Entre 1 y T : 127 V.

d - Canalización entre 1 y T : $\frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ V}$.

UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑÓLES