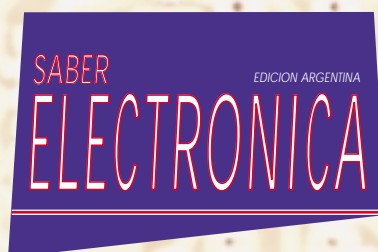


Reparación de Equipos de Audio

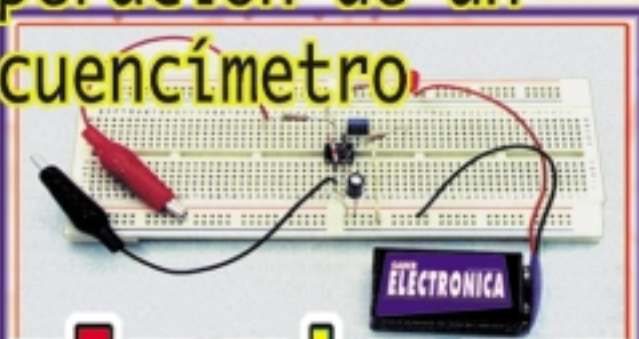
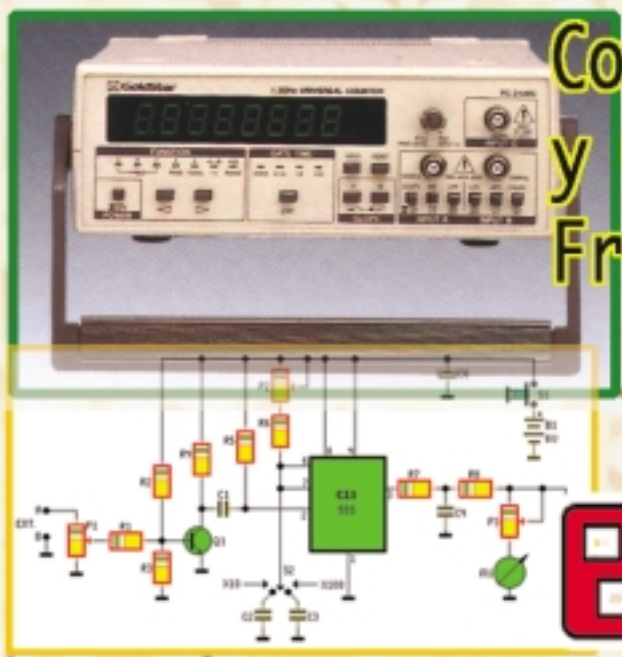
17

El Mundo de la Electrónica

Temas
de Resolución
de Circuitos



Construcción, Manejo
y Operación de un
Frecuencímetro



Bricolage

Enciclopedia Visual de la Electrónica

INDICE DEL CAPITULO 17

REPARACION DE EQUIPOS DE AUDIO

Medición de tensión en
circuitos transistorizados.....259

¿Qué efecto causa esa
alteración en la calidad
del sonido?260

¿Qué ocurre si estos
componentes presentan
problemas?261

Tensiones en salidas
complementarias261

Circuitos integrados

híbridos.....264

TEOREMAS DE RESOLUCION DE CIRCUITOS

Principio de
superposición264

1) Cálculo por
leyes de Kirchhoff265

2) Cálculo por el método
de superposición265

Teorema de Thevenin266

Teorema de Norton268

MANEJO Y OPERACION DEL FRECUENCIMETRO

¿Qué es un
frecuencímetro?270

Consejos para la elección
de un frecuencímetro270

Principio de operación
del frecuencímetro.....270

Aplicaciones del contador
de frecuencia271

Mediciones en audio y video .271

Cupón Nº 17

Guardé este cupón: al juntar 3 de
éstos, podrá adquirir uno de los
videos de la colección por sólo \$5

Nombre: _____
para hacer el canje, fotocopie este
cupón y entréguelo con otros dos.

Capítulo 17

Reparación de Equipos de Audio

Un amplificador de audio está compuesto por un conjunto de componentes que deben funcionar de manera equilibrada. La simple rotura del equilibrio, por haberse quemado un único componente no sólo puede interrumpir el funcionamiento de un amplificador, sino que genera corrientes intensas que hasta provocan el quemado de otros elementos.

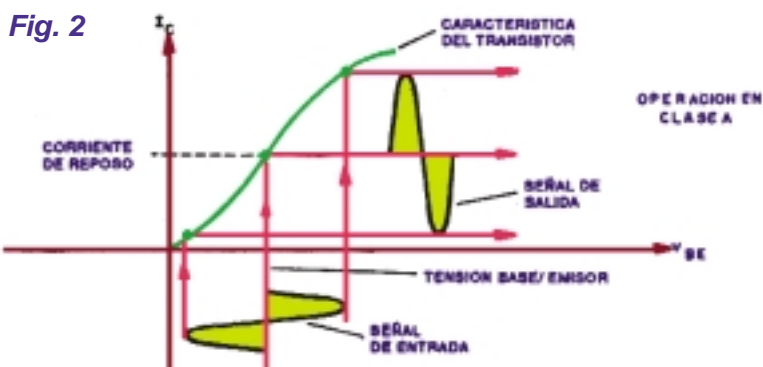
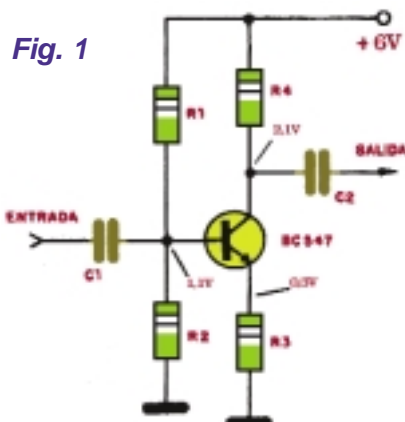
Existen diversas configuraciones para los amplificadores de audio, que usan desde simples transistores hasta circuitos integrados específicos e incluso circuitos híbridos. Con la utilización de algunos instrumentos básicos, la búsqueda de problemas en estos equipos no exige más que un poco de paciencia y un procedimiento lógico. Los instrumentos que pretendemos usar en esta búsqueda de defectos son comunes, excepto el osciloscopio, que no siempre está disponible dado su costo más elevado.

MEDICIÓN DE TENSIÓN EN CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS

La simple medición de tensión en una etapa de amplificadores permite que se evalúe su estado.

En la figura 1 tenemos una etapa de amplificación con un transistor en la configuración de emisor común. Esta etapa aparece en la mayoría de los amplificadores de audio de pequeña potencia, como por ejemplo en los drivers y salidas de pequeñas radios, grabadores, intercomunicadores o bien como preamplificadores de audio y driver de amplificación de mayor potencia.

Para que el transistor, que es el elemento central de la etapa, funcione correctamente, es preciso que haya una polarización de sus elementos que lo lleve a la operación en la parte lineal de su curva característica. Esto implica colocar resistores calculados de tal forma que, sin señal, la tensión de colector quede de la mitad para abajo de la tensión de alimentación, como vemos en el grá-



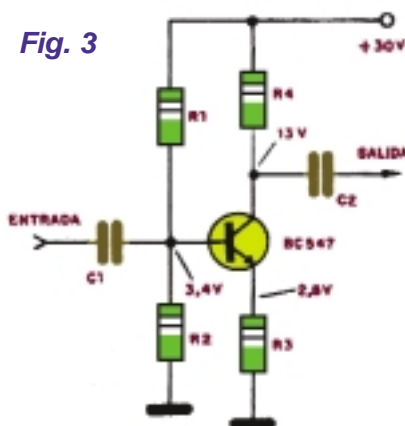
fico de la figura 2. Así, en una alimentación de 6V, es común tener tensión de colector alrededor de 2 a 3V y de emisor bastante más abajo, con fracción de volt o como máximo con 1V.

Para amplificadores con tensión de alimentación mayor, las tensiones encontradas en estos elementos son proporcionalmente mayores, como sugiere el circuito de la figura 3.

La tensión de base depende fundamentalmente de la tensión de emisor en este circuito. Para un transistor de germanio NPN la tensión de base deberá estar aproximadamente 0,2V por encima de la tensión de emisor, y para un transistor de silicio también NPN la tensión quedará aproximadamente 0,7V por encima de la ten-

sión de emisor. En un transistor PNP, las tensiones tendrán las mismas diferencias, conforme el tipo, pero la base quedará con valor por debajo del emisor, pues el sentido de circulación de la corriente se invierte.

Los resistores alrededor de este transistor pueden sufrir di-



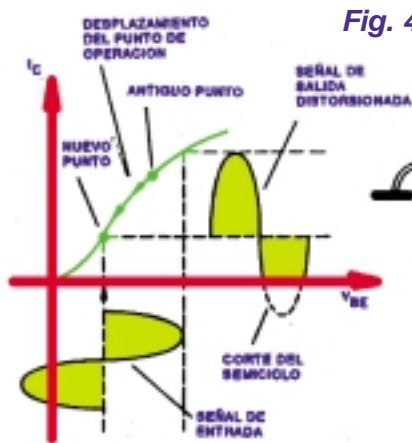


Fig. 4

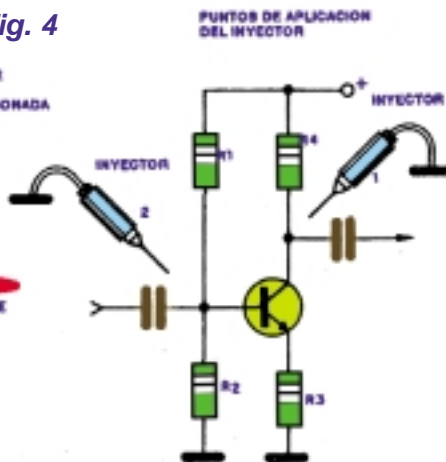


Fig. 5

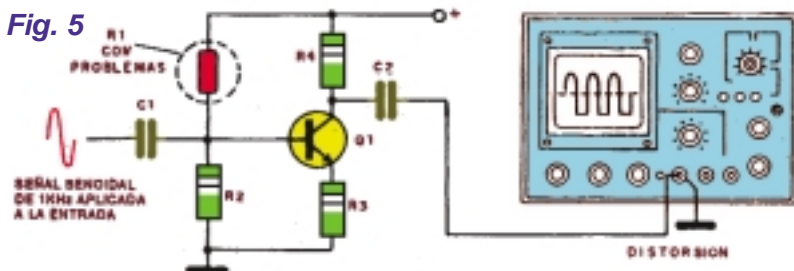
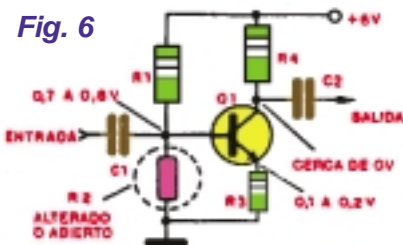


Fig. 6



versos tipos de alteraciones, lo que causaría un desequilibrio de funcionamiento o incluso interrupción de la etapa.

Una primera situación aparece en la figura 4. El resistor R1, entre la base y la alimentación, se altera, aumentando su resistencia o incluso abriéndose. El resultado es la disminución de la corriente de polarización de base, que lleva al desplazamiento del punto de operación, como muestra la misma figura.

La tensión de colector assume valores por encima de lo previsto, si el resistor apenas se altera, aumentando su resistencia; pero llegará al mismo valor de la tensión de alimentación si el resistor se abre completamente.

¿Qué efecto causa esa alteración en la calidad del sonido?

Si el resistor simplemente se

abre, el transistor no tiene polarización alguna y el resultado es una interrupción del sonido en este punto.

Esto podemos percibirlo fácilmente con el inyector de señales. Aplicando la señal en el colector, la misma pasa a la etapa siguiente y tenemos la reproducción en el parlante. Sin embargo, aplicando en la base, la señal no pasa por el transistor o pasa sin amplificación alguna, y el resultado es la reproducción muy baja o incluso nula.

Si ocurre una alteración de valor, con aumento de la resistencia y con cierta polarización, el resultado será una **fuerte distorsión** en el sonido del amplificador, que puede ser constatada con ayuda del osciloscopio, como muestra la figura 5.

Operando en un punto debajo del centro de la recta de carga, el transistor corta parte de uno de los semiciclos, lo que acarrea

fuerte distorsión de la señal. En un amplificador o en una radio a transistores esto aparece en la forma de sonido desagradable, hasta incluso con oscilaciones o entrecortamientos fácilmente perceptibles cuando se compara este sonido con el de otra radio o amplificador en buen estado.

Otra situación es la alteración o apertura del resistor R2 entre la base y la tierra, como muestra el circuito de la figura 6.

Con la alteración o apertura de este resistor tenemos el aumento de la corriente de base, lo que lleva a la fuerte caída en el colector del transistor, como muestra la misma figura. La tensión de base se puede elevar ligeramente en función del aumento de la tensión de emisor, en caso de que exista un resistor entre éste y la tierra (R3).

El reparador podrá fácilmente sospechar este problema si la tensión del colector estuviera por debajo de la normal y mucho más próxima a la tensión de emisor.

En la reproducción, los resultados serán igualmente malos como en el primer caso. Habrá un desplazamiento del punto de operación para la región no lineal de funcionamiento del transistor, como muestra la figura 7.

Tendremos, entonces, la señal reproducida con fuerte distorsión en la salida. La deformación será más acentuada, cuanto mayor sea la alteración del resistor. En el osciloscopio tendremos una deformación equivalente a la mostrada en la

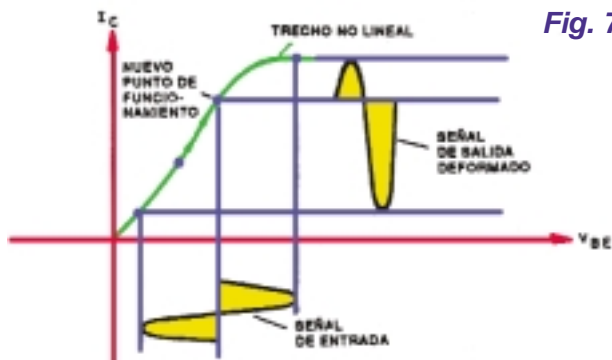


Fig. 7

Fig. 8

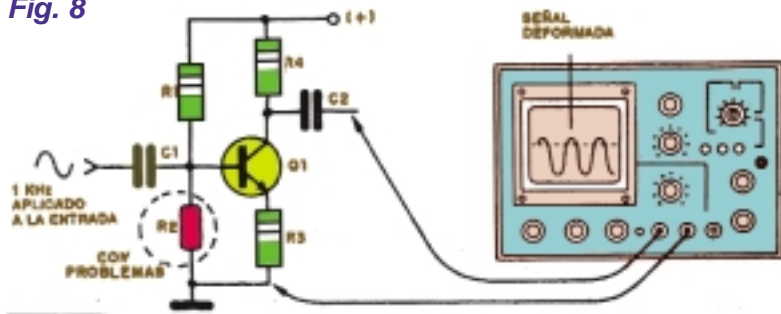


Fig. 9

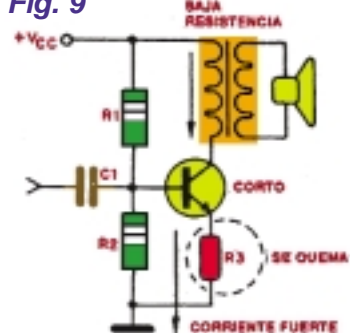


figura 8. Vea que, en este caso, así como en el anterior, es muy importante que el reparador disponga de un diagrama en el que existan los valores correctos de las tensiones en los puntos analizados, pues esto permite que se llegue fácilmente a las conclusiones vistas.

Finalmente, en otro caso, tenemos el resistor de emisor que también puede alterarse o abrirse. En circuitos que operan con potencias elevadas, como por ejemplo las salidas de algunos tipos de autorradios, este resistor puede sufrir sobrecargas cuando el resistor (R_2) se abre o el transistor entra en corto. La corriente fuerte que pasará a circular entre el colector y el emisor podrá causar la quemadura de este resistor, como se propone en la figura 9.

La tensión de este componente se elevará anormalmente, llegando cerca de la tensión de alimentación. Una señal aplicada en esta etapa sufrirá un bloqueo total o una fuerte distorsión en el cambio del punto de operación del transistor.

Todos estos problemas suponen que el transistor esté en buen estado, pero que puede presentar problemas: se abrirá o entrará en corto. Ambos ca-

sos llevarán este componente a la inoperancia, lo que significa que podemos averiguar esto con el uso del inyector de señales.

La señal aplicada en el colector pasa a la etapa siguiente y ocurre su reproducción. La señal aplicada a la base, si pasa, lo hará sin amplificación y su intensidad de reproducción será la misma cuando la aplicamos al colector. Si no pasa, no ocurre la reproducción. Comparando las medidas de tensión con los resultados de esta prueba, podemos saber si el problema es de la polarización o del propio transistor. Tenemos también que considerar en estas etapas, la presencia de capacitores, como muestra la figura 10. C_1 acopla la etapa anterior a la base del transistor; C_2 acopla la salida del transistor (colector) a la etapa siguiente y C_3 desacopla el emisor del transistor.

¿Qué ocurre si estos componentes presentan problemas?

Si los capacitores se abrieran, lo que tendríamos es la falta de pasaje de la señal o bien una pérdida de ganancia en los agudos, en el caso específico de C_3 , pero las tensiones de los transistores no se alterarán. Si los capacitores entraran en corto ocurrirán variaciones en las tensiones de polarización. En el caso de C_3 , en el emisor del transistor, un cortocircuito hace que la tensión de emisor caiga, así alterará la tensión de base y modificará el punto de funcionamiento del transistor en la curva característica. El resultado es la distorsión en el sonido, que también puede ser verifi-

cada con ayuda del osciloscopio. Una fuga en este capacitor no provoca problemas, si su resistencia en "fuga" es mucho menor que la resistencia de entrada del circuito bajo medición.

Si C_1 y C_2 entraran en corto o presentaran fugas, ocurriría una alteración de la polarización de base de los transistores. Para C_1 tenemos la entrada de la etapa en cuestión y para C_2 de la etapa siguiente, que debe ser analizada.

Normalmente, como tenemos un acoplamiento RC del tipo mostrado en la figura 11, el corto de C_1 equivale a la conexión del resistor de colector RC de la etapa anterior en paralelo con R_1 .

De este modo, la corriente de base aumenta y lleva el transistor al sector no lineal de su característica. Consiguientemente, tenemos amplificación deficiente, con fuerte distorsión.

Tensiones en salidas complementarias

La etapa anterior, operando en clase A, presenta la posibilidad de una amplificación del ciclo completo de la señal.

Fig. 10

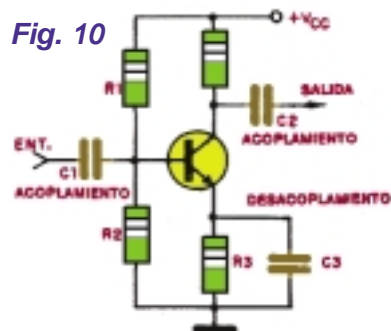


Fig. 11

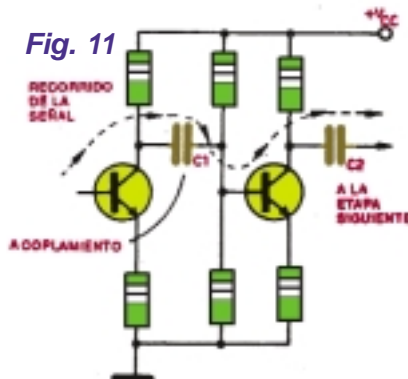


Fig. 12

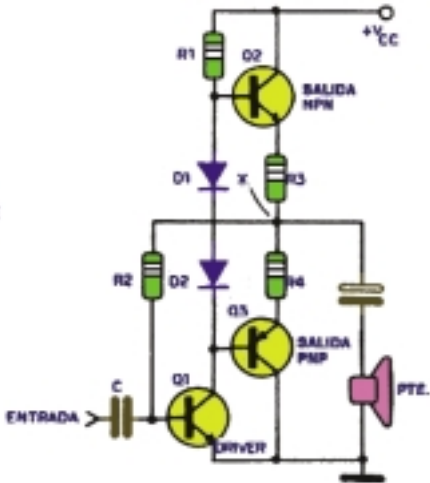
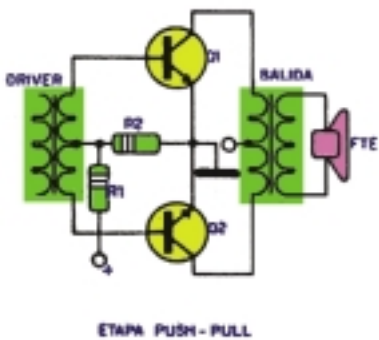
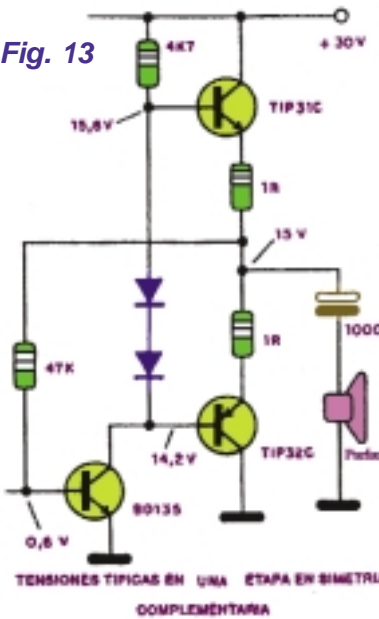


Fig. 13



Mientras tanto, trabaja con una corriente de reposo relativamente alta, lo que limita su uso a los circuitos de baja potencia. En los circuitos de alta potencia, hacemos una polarización en clase B o C, de modo que tenemos mayor rendimiento

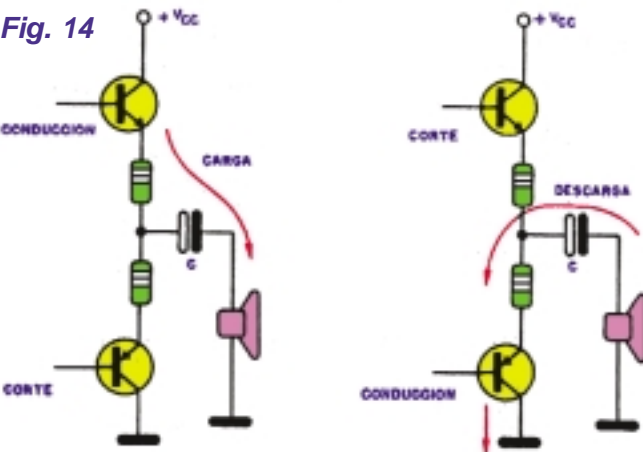
to con una corriente de reposo muy baja pero, en compensación, precisamos dos transistores para que cada uno, amplifique un semiciclo de señal.

Tipos comunes de salida en que ocurre esto, aparecen en la figura 12 y corresponden a los circuitos de "push-pull" y salida en simetría complementaria.

Nos interesa, inicialmente, la salida en simetría complementaria que aparece en la mayoría de los amplificadores de audio de alta fidelidad y con potencia por encima de 1W. La salida en "push-pull" es, hoy, limitada a los radios y grabadores transistorizados, cuya potencia no supera 1W.

En la polarización de base de los transistores de salida tenemos un resistor (R1), dos diodos y un transistor (Q1). El transistor debe ser polarizado de tal modo que presente más o menos la misma resistencia que Q1. Esto se consigue a través

Fig. 14



de la conexión del resistor de base (R2) al punto medio correspondiente a la juntura de los emisores de los transistores NPN y PNP, donde tenemos una tensión

equivalente a la mitad de la alimentación como muestra la figura 13.

Los diodos funcionan como reguladores, porque distribuyen la corriente entre las bases, pues corresponden justamente a las dos junturas entre base y emisor que existen en los transistores de salida.

Las tensiones típicas, en una etapa de este tipo que estamos analizando, aparecen en la misma figura; obsérvese la baja corriente de reposo.

El transistor excitador (Q1) puede variar su resistencia entre colector y emisor en función de dos semiciclos de la señal de entrada, pues está polarizado en clase A.

Cuando tenemos el semiciclo positivo de la señal de entrada, su resistencia colector-emisor disminuye y el transistor PNP de salida es polarizado en el sentido de aumento de su conducción. Cae, entonces, la tensión en el punto X del diagrama, lo que provoca la descarga del capacitor electrolítico, a través del parlante, con la reproducción de la señal.

Cuando tenemos el semiciclo negativo de la señal de entrada, su resistencia colector-emisor aumenta, predominando la acción del resistor R1 que, entonces, hace que el transistor NPN de salida conduzca más intensamente. El capacitor C1 de salida, por el aumento de tensión en sus placas, se carga a través del parlante, con fuerte corriente que reproduce la señal original (figura 14).

Como podemos percibir, se trata de una etapa que funciona en un equilibrio crítico. Circuitos antiguos pueden usar en la estabilización del punto de funcionamiento un trimpot, o incluso un termistor, entre las bases de los transistores. En circuitos de alta potencia podemos tener un transistor, que reduce la corriente de reposo por su acción en contacto con el disipador de calor de los transistores de potencia. El mismo funciona como una protección

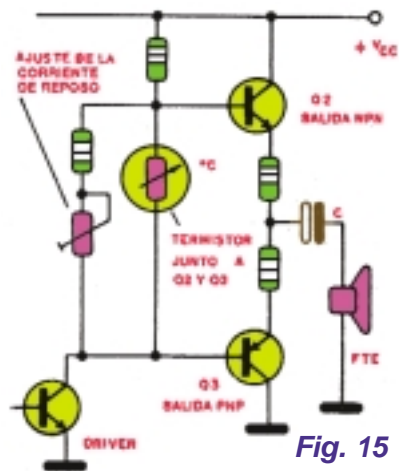


Fig. 15

térmica eficiente en circuitos de más de 20W, como muestra la figura 15.

Factores como un funcionamiento prolongado, exceso de tensión y mala ventilación pueden desequilibrar este circuito, causando problemas graves de funcionamiento.

Dos primeras posibilidades de funcionamiento consisten en la apertura de R1 o bien en la apertura o corto del transistor excitador.

En el primer caso, predomina la acción del transistor Q1 (excitador), y, con esto, el transistor PNP de salida pasará a conducir más intensamente, desplazando el equilibrio de la etapa, que producirá la señal con fuerte distorsión, ya que solamente podrá pasar un semiciclo. Una verificación en el osciloscopio, cambiando el parlante por una carga resistiva, muestra lo que ocurre (figura 16).

Cuando Q1 entra en corto, el efecto es el mismo, en cuanto su apertura hace que el transistor NPN conduzca más intensamente, distorsionando el otro semiciclo de la señal aplicada.

El desequilibrio puede, por otro lado, tener consecuencias más graves. Una de éstas es la circulación de fuerte corriente por los propios colectores de los transistores de salida, que puede quemarlo, como también a los resistores de emisor.

En verdad, en este tipo de circuito, los resistores de emisor representan verdaderos fusi-

bles, que se abren siempre que ocurre una sobrecarga o desequilibrio.

Con la medición de tensiones podemos fácilmente descubrir el desequilibrio, pero debemos tener en mente que el mismo puede tener diversos orígenes y que todos deben ser analizados. En una etapa como la de la figura 17, en que el desequilibrio es más crítico debido a la presencia de 4 transistores, los cuidados en el descubrimiento de problemas son todavía mayores. Una fuerte distorsión y una corriente de reposo anormalmente alta indican que resistores o transistores están con problemas. Alteraciones de las características de estos componentes provocan diferencias radicales en las tensiones en todos los puntos del circuito.

El quemado de los transisto-

res de salida, en cuanto se conecta el amplificador, es un aviso de que existe un desequilibrio. Los transistores excitadores deben ser retirados y analizados, así como el driver, ya que todos pueden ser el origen del problema. Una fuente importante de problemas en este tipo de circuitos, que no debe olvidarse, es el propio electrolítico de acoplamiento al parlante. El parlante representa una resistencia prácticamente nula al pasaje de corrientes continuas. Una entrada en corto del capacitor significa elevar el punto X (figura 15) a 0V, y con esto, pueden circular fuertes corrientes por el transistor NPN, que lo quemarán, como también al resistor del emisor. Si al conectar el amplificador se quema este transistor y también el resistor, desconecte el parlante y pruebe el capacitor electrolítico.

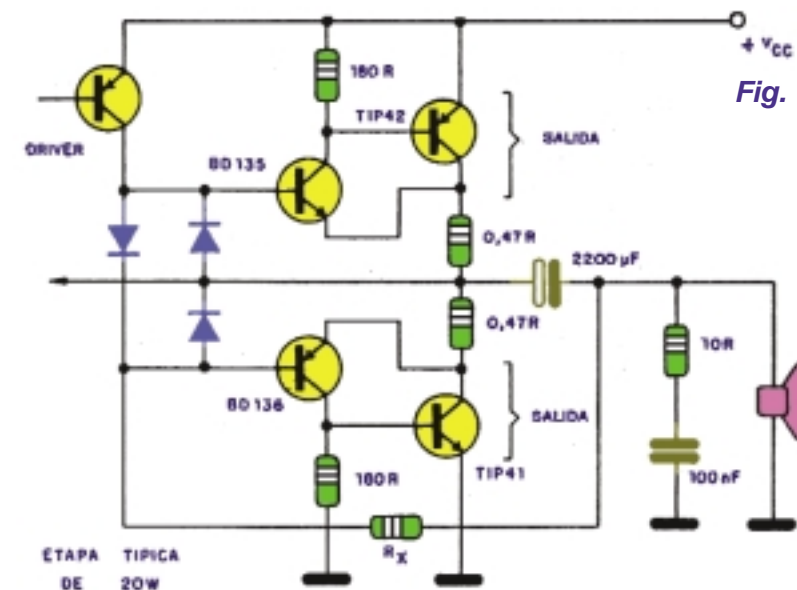


Fig. 17

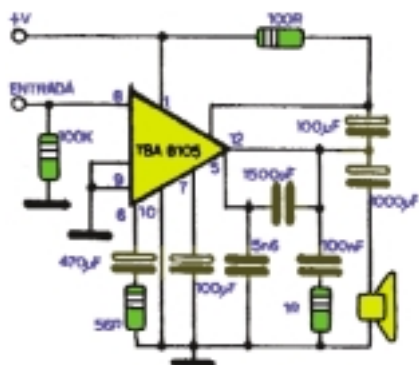


Fig. 18 ETAPA INTEGRADA TÍPICA DE 7W

CIRCUITOS INTEGRADOS HÍBRIDOS

Cuando un equipo utiliza un amplificador de potencia integrado o híbrido, no podemos tener acceso directamente a las etapas de amplificación, pero la realización de mediciones externas nos ayuda a llegar a una conclusión de lo que ocurre.

En la figura 18 tenemos un amplificador híbrido; obsérvese que la mayoría de los componentes externos consisten en capacitores de acoplamiento, de desacoplamiento y resistores que influyen en la ganancia o determinación de la respuesta en frecuencia. No siempre un problema de funcionamiento se debe a la falla del inte-

grado en sí, pero sí, la mayoría de las veces, a la de los propios componentes externos.

Para trabajar con este tipo de circuito es preciso, antes que nada, disponer de un diagrama en el que existan las tensiones correctas en cada pin (pata). Encontrando tensiones anormales en los pines, verifique antes si los componentes asociados no son los causantes del problema. Levante, por ejemplo, el terminal del electrolítico o resistor conectado al pin y verifique si el mismo no está abierto, en corto o alterado. Si todos los componentes estuvieran buenos, pero las tensiones continuaran alteradas, podemos realmente sospechar que el problema está en el



Fig. 19

circuito integrado.

Un problema que ocurre con equipos antiguos, importados o fuera de línea, es el quemado de un integrado que no se fabrica más o que es difícil de encontrar. Para casos como éste, que ocurren en radios relojes, pasa-

casetes, receptores, etc., una solución interesante es la adaptación. Partiendo de integrados comunes en el mercado, y que tengan la misma potencia y la misma tensión de alimentación que el original, podemos usarlo en una etapa paralela, como muestra la figura 19. Inutilizamos entonces el circuito original de salida que está con problemas y retiramos la señal de su entrada para un amplificador paralelo, alimentado por la misma fuente. Muchos equipos poseen espacio suficiente para la instalación de la nueva placa en el propio conjunto, pero si esto no fuera posible, el nuevo amplificador puede ocupar una caja por separado.

Teoremas de Resolución de Circuitos

En este fascículo y en el 19 estudiaremos algunos teoremas de circuitos que facilitarán grandemente el cálculo, porque simplifican ya sea el circuito o la solución analítica. Estos teoremas son:

- * Principio de Superposición
- * Teorema de Thevenin
- * Teorema de Norton
- * Principio de Sustitución
- * Teorema de Millman
- * Teorema de la Máxima Transferencia de Potencia
- * Teorema de la Reciprocidad

PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

El principio de superposición es especialmente útil en los circuitos que están sometidos simultá-

neamente a la acción de varias excitaciones. Este concepto es válido para cualquier sistema físico en que el efecto sea directamente proporcional a la causa.

El enunciado del principio, válido para los circuitos lineales bidireccionales, es:

"La respuesta resultante de un circuito, causada por la aplicación simultánea de varias excitaciones distribuidas por dicho circuito, se obtiene calculando independientemente las respuestas correspondientes a la acción de cada una de las excitaciones para luego sumaras."

La suma de las respuestas individuales constituye la respuesta total que resulta de colocar todas las excitaciones simultánea-

mente en un circuito. Tenga en cuenta que las excitaciones pueden ser tensiones en paralelo o corrientes en serie.

También podemos decir que cada excitación actúa en forma "independiente" o autónoma para producir su parte de la respuesta. Para calcular la respuesta individual a cada excitación, se deben desactivar las restantes. Esto significa que los generadores que no se consideran se deben reemplazar por sus impedancias internas, puesto que la acción de las otras excitaciones influye sobre ellas.

En la figura 1 presentamos esquemáticamente este principio, para un circuito genérico. Las tensiones V_1 , V_2 y la corriente I_1 son las excitaciones, y V_R e I_R las

respuestas que se requiere determinar (figura 1a).

Los generadores de tensión tienen impedancias internas Z_1 y Z_2 respectivamente. El generador de corriente tiene también su impedancia interna, que indicaremos como Z_i .

En la figura 1b se quitaron (desafectaron) los generadores de V_2 e I_1 , que se reemplazaron por sus respectivas impedancias internas, permaneciendo activo solamente V_1 . Las respuestas que se obtienen con el circuito en esas condiciones son V_{R1} e I_{R1} .

En la parte "c", se desactivaron V_1 e I_1 , obteniéndose, por acción de V_2 únicamente, las respuestas V_{R2} e I_{R2} .

De la misma manera, al mantener activa I_1 solamente, se obtuvieron las respuestas V_{R3} e I_{R3} (figura 1 d).

Aplicando a nuestro ejemplo el principio de superposición, la respuesta total que se consigue cuando están aplicadas simultáneamente las tres excitaciones, será:

$$V_R = V_{R1} + V_{R2} + V_{R3} \quad (1)$$

$$I_R = I_{R1} + I_{R2} + I_{R3} \quad (2)$$

Como ejemplo, podemos dar el circuito de la figura 2a. Los generadores de 8V y 12V tienen impedancias internas de $0,2\Omega$ y $0,4\Omega$ respectivamente. Nos interesa conocer las corrientes del circuito y la caída de tensión V_{EC} .

Se supone que el lector conoce y "maneja" con cierto criterio las leyes de Kirchhoff, si no es así, puede consultar el texto "Teoría de Circuitos y Resolución de Circuitos", de esta editorial.

A fin de comparar los resultados y la facilidad de ambos métodos, utilizaremos las leyes de Kirchhoff, calcularemos primeramente el circuito, tal como aprendimos en el capítulo anterior.

1) Cálculo por leyes de Kirchhoff

Construimos dos ecuaciones de mallas y una de nodos, luego

de suponer los sentidos de las corrientes.

Malla N-M-E-C-N:

$$+12V - I_1 \cdot (0,4 + 3)\Omega - I_3 \cdot 4\Omega = 0 \quad (3)$$

Malla R-S-E-C-R:

$$+8V - I_2 \cdot (0,2 + 2)\Omega - I_3 \cdot 4\Omega = 0 \quad (4)$$

Nodo E:

$$I_1 + I_2 = I_3 \quad (5)$$

Restando miembro a miembro (3) y (4) se obtiene:

$$I_1 = 0,65 \cdot I_2 + 1,18A \quad (6)$$

Reemplazando en (5):

$$I_3 = 1,65 \cdot I_2 + 1,18A \quad (7)$$

Y sustituyendo I_3 en (4) obtenemos:

$$+8V - 2,2\Omega \cdot I_2 - 4\Omega \cdot (1,65 \cdot I_2 + 1,18) = 0$$

Finalmente, despejando I_2 :

$$I_2 = 0,375A$$

Reemplazando en (7) surge que:

$$I_3 = 1,794A$$

Y de la (5):

$$I_1 = 1,419A$$

La caída de tensión es:

$$V_{EC} = 4\Omega \cdot 1,794A = 7,18V$$

2) Cálculo por el método de superposición

Desactivemos primeramente el generador de 8V. El circuito correspondiente es el de la figura 2b. Obsérvese que hemos asignado

a las corrientes parciales los sentidos indicados, que son los más probables.

La impedancia total, considerando que la serie de la impedancia de 2Ω con la impedancia interna de $0,2\Omega$ está en paralelo con la de 4Ω , y todo este conjunto en serie con la impedancia de 3Ω y la impedancia interna de $0,4\Omega$ es:

$$Z' = Z_{i1} + Z_1 + Z'_p$$

Calculando matemáticamente:

$$Z' = 4,819\Omega$$

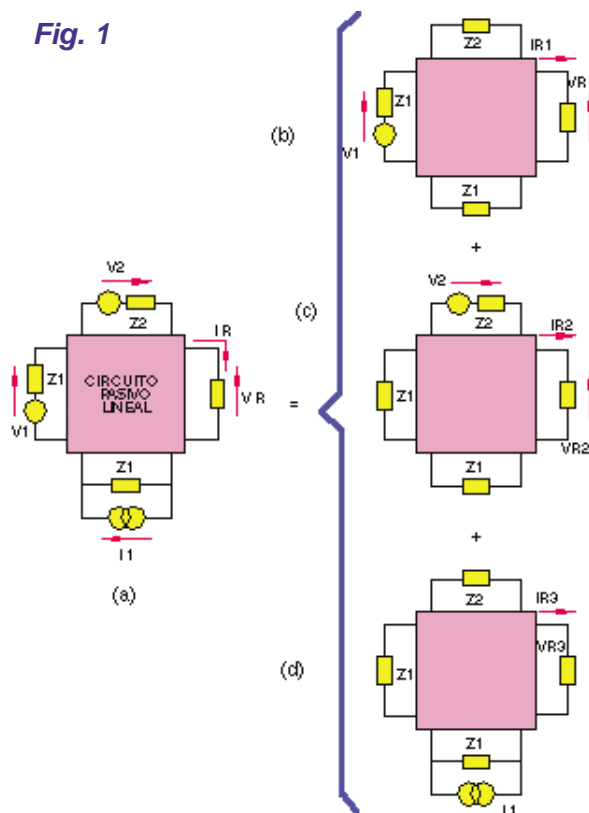
Por lo tanto:

$$I' = (12V / 4,819\Omega) = 2,49A$$

El resto de las incógnitas las calculamos en base a la caída de tensión entre E y C.

$$I'_2 = \frac{V_{EC}}{Z_2 + Z_3}$$

Fig. 1



Teoremas de Resolución de Circuitos

Reemplazando valores (y teniendo en cuenta que $V_{EC} = I_1 \cdot Z_1'$):

$$I_2' = 1,606A$$

De la misma forma:

$$I_3' = V_{EC} / 4\Omega = 0,884A$$

Debemos ahora, desconectar el generador de 12V. El circuito correspondiente es el de la figura 2c. Nuevamente hemos asignado a las corrientes los sentidos más probables, que no tienen por qué coincidir con los atribuidos en el paso anterior, pues estas corrientes parciales no son las mismas.

Haciendo los cálculos correspondientes, la impedancia total será ahora:

$$Z'' = 4,04\Omega$$

Y la corriente I_2'' :

$$I_2'' = (V_2 / Z'') = 1,981A$$

Repitiendo los cálculos anteriores, se tiene:

$$I_2' = \frac{V_{EC}}{Z_1 + Z_1'} = 1,071A$$

$$I_3' = (V_{EC} / 4\Omega) = 0,91A$$

Por último, las corrientes totales debidas a la acción simultánea de las excitaciones V_1 y V_2 serán:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_1' + (-I_1'') = (2,49 - 1,071) = 1,419A \\ I_2 &= (-I_2') + I_2'' = (-1,606 + 1,981) = 0,375A \\ I_3 &= I_3' + I_3'' = (0,884 + 0,91) = 1,794A \end{aligned}$$

La caída de tensión entre E y C:

$$V_{EC} = I_3 \cdot 4\Omega = 7,18V$$

Se puede comprobar que los resultados obtenidos coinciden en los dos métodos de resolución utilizados.

Recuerde que la electrónica podría considerarse un "lenguaje", tal como el castellano, inglés,

francés etc.; luego, cualquier acción que Ud. piense puede ser resuelta electrónicamente y para ello debe conocer los teoremas y leyes que la rigen.

TEOREMA DE THEVENIN

La experiencia diaria nos demuestra que entre dos puntos cualesquiera de un circuito existe una cierta tensión e impedancia. Lo hemos comprobado muchas veces, al intentar intercalar o "colgar" algún elemento en el circuito, con resultados diversos según sean los puntos elegidos.

Esta característica de los circuitos fue estudiada por Helmholtz en 1853 y por M. L. Thevenin treinta años después. Este último formuló el teorema que lleva su nombre y que simplifica el análisis de los circuitos al permitir la construcción de circuitos equivalentes a los dados. El teorema de Thevenin establece lo siguiente:

Cualquier dipolo (circuito de dos terminales) compuesto por elementos pasivos lineales y fuentes de energía que alimenta una carga arbitraria formada por componentes pasivos se puede reemplazar por la combinación en serie de un generador ideal V_T equivalente y una impedancia "interna del generador" Z_T .

Lo dicho se puede graficar tal como se demuestra en la figura 3, donde V_T y Z_T deben cumplir las siguientes condiciones:

- V_T es la tensión que se obtiene entre los terminales del circuito cuando se desconecta la carga (tensión a circui-

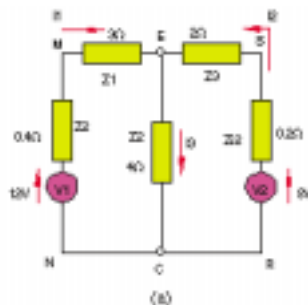
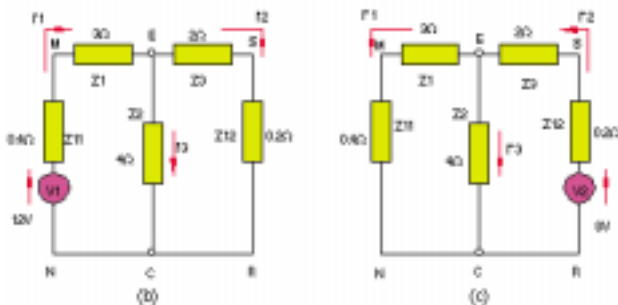


Fig. 2



to abierto).

- Z_T es la relación entre la tensión a circuito abierto y la corriente de cortocircuito entre A y B. También se puede decir que es la impedancia que se "observa" entre los terminales del circuito cuando se desactivan todos los generadores que éste contiene y se desconecta además la carga. Recordemos que al desactivar los generadores se los debe reemplazar por sus respectivas impedancias internas.

La figura 3 es la definición del teorema de Thevenin. En lo que respecta a la carga Z_L , el circuito de la parte b) es el equivalente del de la parte a).

Podemos considerar que si los dos circuitos de la figura 3 son equivalentes para cualquier valor de la impedancia de carga, también deberán serlo para valores extremos, tales como $Z_L = \infty$ y $Z_L = 0$, por lo cual es válido lo enunciado en la figura 4.

- El valor $Z_L = \infty$ corresponde a la condición de circuito abierto. En la figura 4a se observa que al

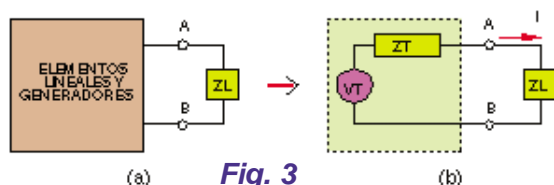


Fig. 3

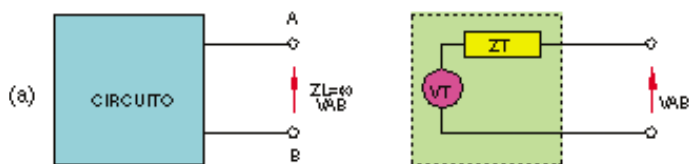
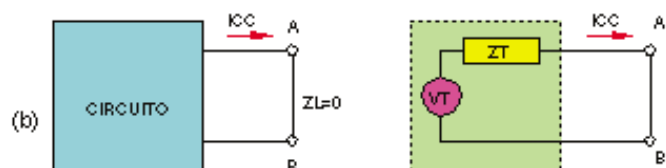


Fig. 4



comparar el circuito dado con su equivalente, resulta:

Tensión a circuito abierto del circuito original = V_T

- El valor $Z_L = 0$ significa condición de cortocircuito. De la inspección de la figura 4b surge que:

$$Z_T = \frac{V_T}{I_{CC}} \quad (8)$$

Quedan definidos de esta forma los elementos que conforman el circuito equivalente de Thevenin.

Una demostración algo más formal del teorema resulta de aplicar al circuito los principios de superposición (ya visto), y de sustitución (que se tratará más adelante en el capítulo):

- Si en el circuito de la figura 3a se retira la carga y se coloca un generador de corriente (figura 5a), de igual valor que la corriente I_L que circulaba por la carga, la tensión entre los terminales A-B no se altera (principio de sustitución). Esta tensión será:

$$V_1 = I_L \cdot Z_T$$

donde Z_T es la impedancia que presenta el circuito sin carga entre los terminales A y B (tengamos en cuenta que el generador auxiliar de corriente conectado tiene impedancia interna infinita).

- Si se eliminan luego los generadores del circuito, se tendrá entre dichos terminales una tensión V_1 diferente (figura 5b).

se medirá una tensión V_T , tal como indicamos previamente.

- Superponiendo ambas tensiones, en virtud del principio de la superposición, obtendremos:

$$V_{AB} = V_T + V_1 = V_T + I_L \cdot Z_T$$

Esta expresión corresponde al enunciado del teorema de Thevenin, que queda así demostrado. Para la carga de la figura 3, el circuito se resuelve, una vez hallado el equivalente de Thevenin, mediante la expresión:

$$I = \frac{V_T}{Z_T + Z_L} \quad (9)$$

Podemos mencionar asimismo en relación al teorema de Thevenin que:

- Su importancia radica en que permite representar circuitos activos por medio de modelos equivalentes más sencillos.

- Los circuitos complejos pueden considerarse como "cajas negras" si se dispone de dos terminales accesibles.

- Para aplicarlo se supone que el circuito y la carga están aplicados directamente, es decir, no debe existir un acoplamiento magnético.

- El teorema vale también pa-

Finalmente, si se conectan nuevamente todos los generadores y se desconecta la carga y el generador de corriente auxiliar colocado previamente,

ra los circuitos lineales variables en el tiempo, aunque en este caso su aplicación es más complicada.

Los pasos que debemos seguir para la aplicación del teorema de Thevenin en un circuito como el de la figura 3 son los siguientes:

1). Desconectamos la sección del circuito conectada a los terminales de interés (en nuestro caso, la impedancia de carga Z_L).

2). Determinamos la tensión entre los terminales que quedaron libres (midiendo o por cálculo). Se obtiene así V_T .

3). Reemplazamos en el circuito cada generador por su impedancia interna (un generador de tensión ideal se reemplaza por un cortocircuito y uno real por una impedancia pequeña, un generador de corriente ideal por un circuito abierto y uno real por una impedancia muy grande).

4). Una vez efectuados estos reemplazos, medimos o calculamos la impedancia que la carga "ve mirando hacia atrás" dentro del circuito. Esta será Z_T .

Ejercicio:

Sea el circuito de la figura 2, que ya fue resuelto mediante las leyes de Kirchhoff y el teorema de superposición.

Calcularemos en este caso, la corriente en Z_3 .

Para ello, debemos realizar los dos pasos que permiten calcular los elementos del equivalente de Thevenin:

a) Para el cálculo de V_T sea el circuito de la figura 6.

- De la 2ª ley de Kirchhoff deducimos que, observando el circuito desde los terminales E y S tenemos la tensión:

$$V_T = V_{ES} = V_{EC} - V_2 \quad (10)$$

(no hay caída de tensión en la

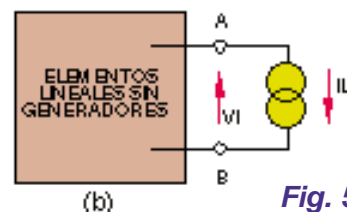
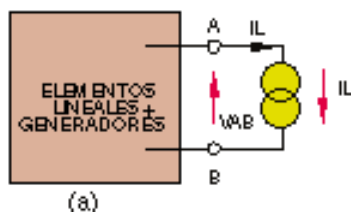
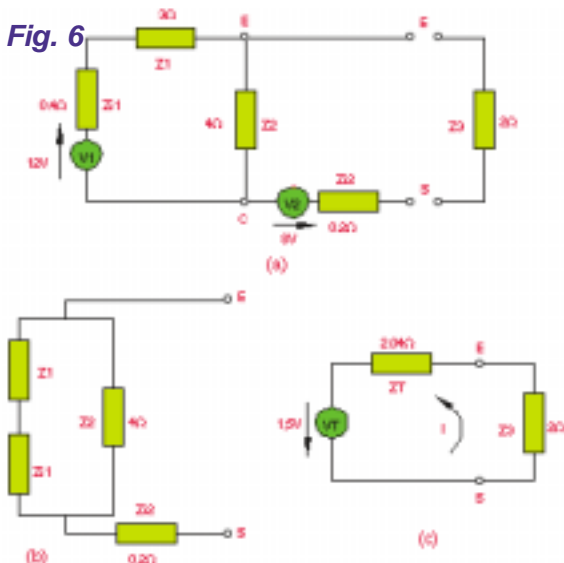


Fig. 5

Fig. 6



valente obtenido se muestra en la figura 6c.

- De acuerdo a la ecuación (9), que surge de la segunda ley de Kirchhoff, tenemos:

$$I = \frac{V_T}{Z_T + Z_3} = 0,375 \text{ A}$$

Aplicando el teorema de Thevenin hemos obtenido los mismos resultados que anteriormente por utiliza-

ción directa de las leyes de Kirchhoff y el principio de superposición.

TEOREMA DE NORTON

El enunciado es el siguiente:

“Cualquier dipolo activo, es decir, un circuito compuesto por elementos pasivos y generadores, de dos terminales accesibles, vista desde dichos terminales, se puede reemplazar por un equivalente formado por un generador ideal de corriente constante I_N en paralelo con una admitancia interna Y_N ”.

donde:

- I_N es la corriente de corto circuito en los terminales del circuito en cuestión.

- Y_N es la relación entre la corriente de cortocircuito y la tensión a circuito abierto.

Al igual que el teorema de Thevenin, permite transformar cualquier circuito en un divisor, de corriente en este caso, que facilita la resolución.

La figura 7 indica la equivalencia postulada por el teorema de Norton.

Si los circuitos de

la figura 7 son equivalentes para cualquier valor de la admitancia de carga Y_L , también lo serán para valores extremos tales como:

- $Y_L = \infty$, que corresponde a la condición de cortocircuito.

- $Y_L = 0$, que equivale a un circuito abierto.

De la observación del circuito surge que:

- La corriente de cortocircuito I_{CC} del circuito original es I_N del modelo equivalente (figura 8a).

- La tensión de circuito abierto V_{CA} del circuito original es igual al cociente entre I_N e Y_N del modelo equivalente (figura 8b).

Es decir:

$$I_N = I_{CC} \quad (14)$$

$$Y_N = I_N / V_{CA} \quad (15)$$

Con esto quedan definidos los parámetros del circuito equivalente de Norton.

De la comparación con el teorema de Thevenin tratado en la sección anterior surge que:

$$Z_N = 1 / Y_N$$

Volviendo al circuito original de la figura 7, podemos decir que la tensión entre los terminales A y B cuando está conectada la carga Y_L es:

$$V_{AB} = \frac{I_N}{Y_N + Y_L}$$

De la misma manera, podemos decir que la corriente en la carga I_L será:

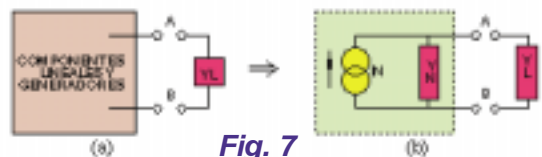


Fig. 7

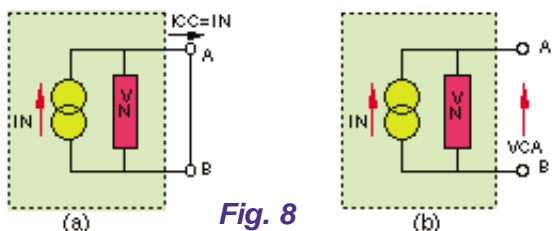


Fig. 8

impedancia interna del generador de V_2 porque esa parte del circuito está abierta).

- La tensión entre C y D se calcula considerando la malla N-M-E-C-N, como el producto de la corriente de la malla por la impedancia Z_2 :

$$V_{EC} = I \cdot Z_2 \quad (11)$$

$$V_{EC} = \frac{V_1}{Z_{i1} + Z_1 + Z_2} \cdot Z_2 = 6,50 \text{ V}$$

- Podemos calcular ahora V_T con la (10):

$$V_T = V_{ES} = 6,50 - 8 = -1,50 \text{ V} \quad (12)$$

b) Calculemos ahora la impedancia Z_T

La figura 6b muestra el circuito para las condiciones en que se debe calcular Z_T , es decir, se desactivaron las fuentes y se dejaron en el circuito solamente sus impedancias internas. Se observa la impedancia desde los terminales de la carga (Z_3 en este caso).

- La impedancia entre los puntos E y S es igual a la suma de Z_{i2} y la combinación en paralelo de Z_2 y la serie de Z_1 y Z_{i1} .

Analizando el circuito y planteando las ecuaciones correspondientes, se calcula:

$$Z_T = 2,04 \Omega$$

c) Debemos ahora, resolver el circuito, para ello, el circuito equi-

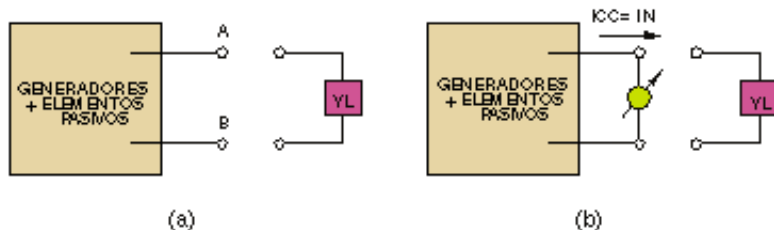


Fig. 9

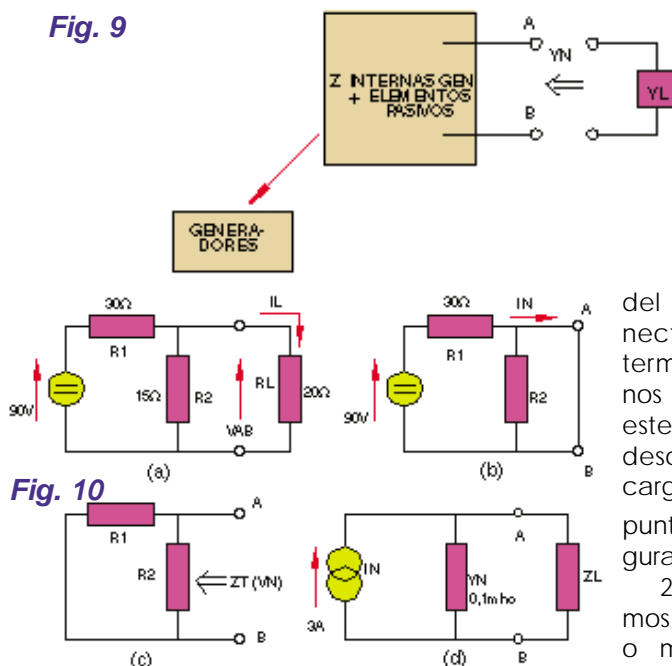


Fig. 10

$$I_L = \frac{I_N \cdot Y_L}{Y_L + Y_N} = \frac{I_N \cdot Z_T}{Z_T + Z_L}$$

Como ya hemos dicho al comenzar el tratamiento de este tema, la expresión de la impedancia como la inversa de la admitancia, es un ejemplo de la dualidad que existe entre ciertos modelos circuitales. Lo que pudimos expresar en función de la **tensión y la impedancia de Thevenin** podemos formularlo también considerando la **corriente y admitancia de Norton**.

La utilización de uno u otro teorema dependerá del tipo de configuración del circuito a resolver. Según sea dicha estructura, será más conveniente el empleo de modelos con generadores de tensión (Thevenin) o de corriente (Norton) a fin de lograr su simplificación.

Los pasos que deben seguirse para resolver un circuito como el de la figura 9 mediante el teorema de Norton son los siguientes:

1. Desconectamos la sección

del circuito conectada a los terminales que nos interesan (en este caso, se desconecta la carga Y_L de los puntos A y B) (figura 9a)

2. Determinamos (por cálculo o medición) la corriente que circularía a través de un conductor colocado entre los terminales de interés (A y B). Esta corriente con la salida en cortocircuito es la corriente de Norton I_N (figura 9b).

3. Retiramos el corto de los terminales A y B. Reemplazamos cada generador que esté dentro del circuito por su impedancia interna (figura 9c).

4. Una vez efectuados los reemplazos, medimos o calculamos la admitancia (o impedancia) que vería la carga "mirando hacia atrás" (lo mismo que se hizo para el teorema de Thevenin). La admitancia obtenida es la de Norton Y_N (o la impedancia de Thevenin Z_T).

5. Para construir el circuito equivalente conectamos un generador ideal de corriente constante I_N en paralelo con una admitancia Y_N (o impedancia Z_T si se quiere). Conectamos también en paralelo la carga original Y_L (figura 8b).

6. Aplicamos las ecuaciones vistas para resolver el circuito.

Ejercicio

Resolveremos por el teorema de Norton el circuito de la figura 10a. La incógnita es la corriente y caída de tensión en la carga R_L .

a) Quitamos la carga y calculamos la corriente I_N con los terminales A y B en cortocircuito.

De la figura 10b deducimos que:

$$I_N = V / R_1 = 3A$$

Recuerde que para este caso, R_2 está cortocircuitada.

b) Retiramos el corto y dejamos los terminales A y B a circuito abierto. Reemplazamos el generador de V_1 por su impedancia interna (en este caso un cortocircuito porque suponemos que es un generador ideal), (figura 10c).

Calculamos la impedancia vista desde los terminales A y B en estas condiciones: Resulta ser el paralelo de R_1 y R_2 .

$$Z_T = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = 10\Omega$$

c) Construimos el circuito equivalente de Norton (figura 10d). La corriente en la carga será:

$$I_L = \frac{I_N \cdot Z_L}{Z_L + Z_T} = 1A$$

Y la tensión:

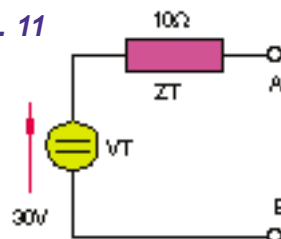
$$V_{AB} = I_L \cdot R_L = 1A \cdot 20\Omega = 20V$$

d) Si deseamos desarrollar el circuito equivalente de Thevenin del ejemplo, se puede determinar fácilmente de acuerdo a la tabla de dualidad:

$$V_T = I_N \cdot Z_T = 3A \cdot 10\Omega = 30V$$

El circuito equivalente sería el de la figura 11. De esta forma, si se conoce uno cualquiera de los dos circuitos equivalentes, es muy sencilla la obtención del otro. Co-

Fig. 11



Manejo y Operación del Frecuencímetro

mo corolario del estudio de los teoremas de Thevenin y Norton hemos deducido otro postulado de aplicación general: Todo generador **V** de impedancia asociada **Z** se puede sustituir por un generador de corriente **I** equivalente de admitancia asociada **Y**, tales que:

$$I = V / Z$$

$$Y = 1 / Z$$

Gracias a este principio, podemos elegir entre un generador de corriente o uno de tensión ideales para representar un generador real a fin de analizar un circuito.

Hemos visto hasta ahora varios métodos de resolución general

de circuitos. En cada caso particular, deberá considerarse cuál es el método más sencillo de acuerdo al tipo de circuito. Por ejemplo, si se resuelve el circuito de la figura 2 mediante el método de Norton, se descubrirá que en realidad es más rápido y fácil hacerlo por el teorema de Thevenin.

Manejo y Operación del Frecuencímetro

¿QUÉ ES UN FRECUENCÍMETRO?

Los circuitos de las videograbadoras, televisores y equipos de audio cuentan con osciladores y cristales que deben trabajar a frecuencias muy específicas para un funcionamiento adecuado. Y aunque el osciloscopio permite calcular un valor aproximado de la frecuencia, hay ajustes tan precisos que en ocasiones resulta inadecuado, requiriéndose necesariamente de un aparato especial para la medición de los valores exactos de las frecuencias.

En la medición de frecuencias con el osciloscopio, es necesario encontrar primeramente el valor del periodo de la señal sujeta a observación, para posteriormente encontrar el recíproco que determina finalmente la frecuencia. Sin embargo, sugiere un problema cuando se intentan mediciones de alta precisión, ya que para el osciloscopio, una señal de alta frecuencia aparenta el mismo periodo, aunque la propia frecuencia muestre variaciones considerables dentro de un cierto rango. Precisamente en estos casos y por otras situaciones, para ciertos ajustes y calibraciones es indispensable disponer de un aparato que permita la medición exacta de la frecuencia de la señal sujeta al análisis.

El frecuencímetro es, como su nombre lo indica, un instrumento que permite ver de manera directa la frecuencia de una señal determinada, a través de una serie de displays de 7 segmentos (figura 1).

Su manejo es relativamente sencillo, ya que prácticamente lo único que debemos hacer es co-

nectar la punta de prueba en el sitio adecuado, elegir la escala de frecuencias apropiada a la medición específica y fijar la frecuencia de muestreo. En la actualidad, incluso ya existen aparatos que automáticamente se colocan en las escalas correctas para una medición en particular, por lo que sólo basta con efectuar las conexiones y consultar el dato desplegado.

Consejos para la elección de un frecuencímetro

Las principales características que debe cumplir un frecuencímetro para el tipo de mediciones y ajustes que se requieren en el servicio electrónico son las siguientes:

- **Su frecuencia máxima debe ser de por lo menos 150MHz.**
- **Debe tener la posibilidad de variar la frecuencia de muestreo en 0.01, 0.1, 1 y 10 segundos.**
- **Debe incluir entrada coaxial con punta de prueba adecuada.**
- **Debe brindar la posibilidad de "congelar" una medición determinada.**
- **Su display debe poseer 7 u 8 dígitos.**

PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL FRECUENCÍMETRO

La manera en que opera un frecuencímetro se describe enseguida, con apoyo en la figura 2, en la cual se muestra el diagrama a bloques de un instrumento de este tipo.

Observe que a la entrada se tiene un filtro paso-altas que, permitiendo solamente el paso de la componente de al-

terna de la señal a medir, bloquea cualquier voltaje de DC sobre el que pudiera ir montada. A continuación se encuentra un amplificador que trabaja en modo saturación, es decir, amplifica la señal de tal forma que a su salida se tiene un tren de pulsos con una frecuencia idéntica a la que se observa en la señal original (aunque se ha perdido por completo la forma y la amplitud, como se puede ver en la misma figura). De hecho, este amplificador se puede concebir como una especie de limitador similar a los que se emplean en la recepción de FM.

Una vez que la señal original se ha convertido en un tren de pulsos, pasa por una serie de circuitos contadores, los cuales, como su nombre lo indica, se encargan de computar cada pulso que entra e incrementar correlativamente su salida en una unidad. Estos contadores, a su vez, reciben un pulso de reset que proviene de un circuito temporizador especial; sus salidas retornan a cero cada vez que lo reciben, así quedan en condiciones de reiniciar el conteo. De esta manera, el aparato es capaz de



Fig. 1

Frecuencímetro con capacidad para medir frecuencias en un rango de 10 a 520 MHz, marca Leader, Modelo LDC-824.

detectar las variaciones de frecuencia que pudiera sufrir la señal de entrada.

Por supuesto que la lectura de un display que mostrara cambios constantes resultaría muy incómoda para el usuario; por esta razón, a la salida de los contadores se incluye un circuito latch, el cual, cada vez que se recibe el pulso de reset, toma la lectura de los mismos contadores y la expide hacia varios circuitos convertidores BCD-7 segmentos, los que finalmente excitan a los displays, entonces muestran una lectura estable y clara.

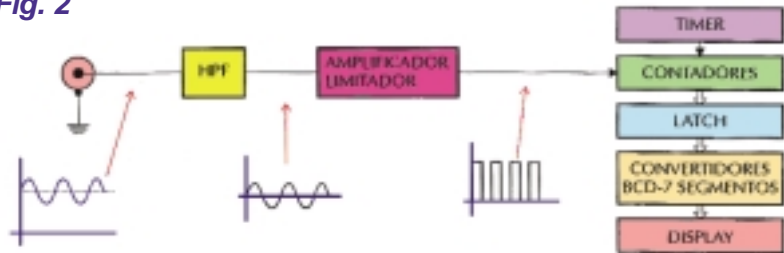
El punto que realmente define la calidad y precisión de un frecuencímetro, es justamente el circuito timer que genera los pulsos de reset, los cuales se deben expedir a una frecuencia exacta de 1Hz para que los displays muestren rigurosamente el total de pulsos que se reciben durante un segundo, lo cual equivale a la frecuencia de la señal de entrada. Y en caso de que la medición sea muy grande para la capacidad de los displays, se puede elegir la posibilidad de que los pulsos de reset se generen cada 1/10 de segundo, por lo que la cantidad desplegada tendrá que ser multiplicada por 10 e inclusive se puede dar acceso a pulsos de reset cada 1/100 ó 1/1.000 de segundo, en cuyo caso también deberá efectuarse la multiplicación correspondiente. Y estas opciones en la frecuencia de los pulsos de reset corresponden a sendas escalas que se pueden elegir en la carátula del contador, dependientes de la precisión requerida en la medición específica.

APLICACIONES DEL CONTADOR DE FRECUENCIA

Ya sabemos que el frecuencímetro se aplica siempre que sea necesario conocer la frecuencia de operación de un circuito determinado y realizar por consecuencia el ajuste requerido. Concretamente, en el servicio a equipos de audio y video las aplicaciones de este instrumento se pueden agrupar en la forma que se muestra en la tabla 1.

En la figura 3 se muestra la carátula de un frecuencímetro

Fig. 2



marca GoldStar, modelo FC-2015. Como puede ver su aspecto es muy similar al que mostramos en un principio, sólo que ahora las teclas de selección de escala han sido sustituidas por unos controles de arriba/abajo, lo cual hace aún más sencilla su operación. Note también que posee 8 dígitos, lo que permite realizar mediciones de hasta 99.999.99Hz con una precisión de $\pm 1\text{Hz}$. Este frecuencímetro en particular es de una frecuencia máxima de operación de "sólo" 150MHz, aunque resulta suficientemente para las aplicaciones de un taller de servicio.

Mediciones en Audio y Video

Para concluir esta lección, vamos a explicar cómo utilizar el frecuencímetro en algunas mediciones comunes en el servicio electrónico. Por ejemplo, sabemos que el oscilador de croma que se incluye en todos los televisores y videograbadoras debe trabajar a una frecuencia de 3,58MHz; sin embargo, al consultar los manuales de servicio, encontramos que la frecuencia exacta de oscilación es de 3.579.545Hz, con una tolerancia de $\pm 20\text{Hz}$, es decir, cualquier valor entre 3.579.525 y 3.579.565 se considera correcto para este oscilador. Pues bien, se trata de un ajuste de muy alta precisión, porque si pretendiera efectuarse con el osciloscopio, los erro-

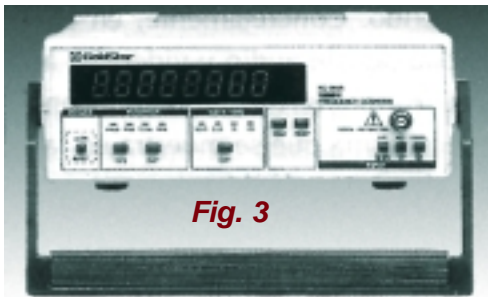


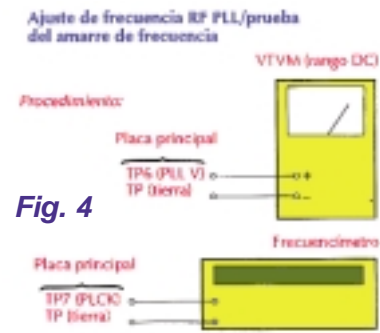
Fig. 3

res de lectura (prácticamente inevitables) enmascararían cualquier variación que estuviera ligeramente fuera del rango especificado. Por tal razón, este tipo de ajustes deberá realizarse forzosamente con un frecuencímetro.

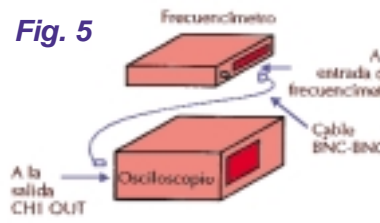
Para comprobar que este cristal trabaje dentro de su rango correcto, debe conectarse una de sus terminales directamente al frecuencímetro, con la opción que permite obtener el dato de frecuencia en Hz, seleccionada. Si la conexión está bien hecha, en el display debe aparecer la frecuencia a la que os-

EQUIPO	MEDICION
TV Color	Ajuste del oscilador de croma
	Comprobación del reloj del microprocesador
	Frecuencia horizontal y vertical
Video	Ajuste del oscilador de croma
	Comprobación del reloj del microprocesador
	Frecuencia de la señal Y-FM REC
Audio	Ajuste de velocidad en decks
	Reloj del microprocesador
	Reloj del microprocesador
CD	Ajuste PLL
	Frecuencia de señal RF

Tabla 1



- Fig. 4
- 1.- Conecte a tierra el punto de prueba TPS (ASY) y terminal 59 de IC107.
 - 2.- Conecte el voltímetro al punto de prueba TPS (PLL V) y TP (GND).
 - 3.- Encienda el CD.
 - 4.- Ajuste RV 106 hasta lograr una lectura de 0 a 50 mV.
 - 5.- Conecte el frecuencímetro al punto de prueba TP7 (PLL) y TP (GND).
 - 6.- Ajuste L103 hasta obtener una lectura de 4.3218 MHz (ajuste de frecuencia RF PLL).
 - 7.- Retire el puente entre TPS (ASY) y GND.
 - 8.- Coloque el disco (FEDS-1) y presione PLAY.
 - 9.- Confirme que la lectura del frecuencímetro sea 4.3218 MHz.

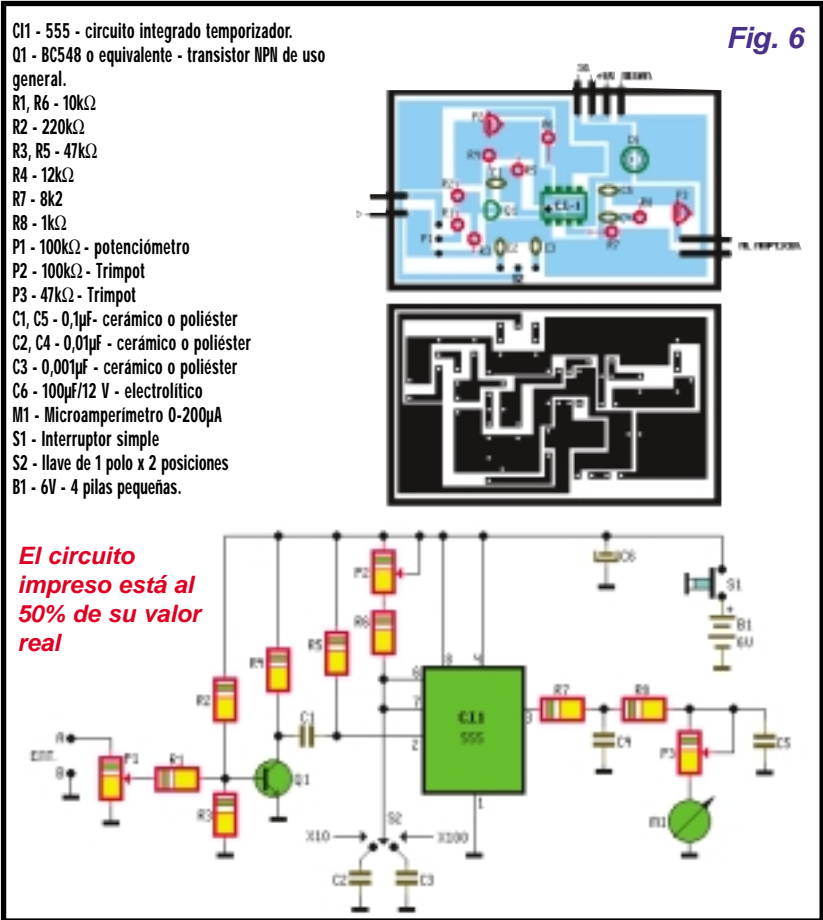


cila el cristal, lo que le permitirá a usted realizar un ajuste de forma muy precisa, así se asegura de que el valor aludido se encuentra dentro de la tolerancia indicada. Es obvio, entonces, que el reloj de croma mostrado en la figura anterior necesita de un pequeño ajuste para encontrarse dentro de las especificaciones. Otra aplicación común del frecuencímetro es la siguiente; en algunos reproductores de CD existe un ajuste llamado PLL, en el cual hay que fijar una frecuencia de oscilación dentro de parámetros muy precisos. Los fabricantes indican que este valor debe ser exactamente de 4,3218MHz, con una tolerancia de $\pm 25\text{Hz}$, por lo que debe conectarse el frecuencímetro al punto de prueba indicado (observe la figura 4), a fin de chequear mediante los displays que se cum-

pla cabalmente dicho valor; en caso contrario, se tendrá que efectuar el ajuste requerido para que esta frecuencia se verifique y el aparato trabaje adecuadamente. También hay ocasiones en las que ciertas señales que deben medirse son muy débiles, por lo que los amplificadores internos del frecuencímetro no son suficientes para generar el tren de pulsos necesario en el conteo. En tal caso, se puede combinar el osciloscopio con el frecuencímetro para lograr mediciones adecuadas, entonces se colocará tan sólo una punta de prueba. De hecho, en algunos osciloscopios modernos existe en su parte posterior una salida BNC, que corresponde justamente a una salida analógica equivalente a la señal expedida por uno de los canales

del aparato (A, por lo general). Si se conecta por medio de un cable esta salida con la entrada del frecuencímetro (figura 5), bastará que en la pantalla del osciloscopio se tenga una señal que sea observable (que abarque, por lo menos, dos cuadros de altura) para que el contador sea capaz de manejar dicha señal y expedir su frecuencia sin problemas. Lo interesante de este arreglo es que tan sólo se tiene la punta de prueba del osciloscopio en el sitio de interés y éste se comunica directamente con el frecuencímetro para que en ambos aparezca simultáneamente la medición.

Por último, en la figura 6 se muestra el circuito de un frecuencímetro para audio de buen desempeño.



Es una publicación de Editorial Quark, compuesta de 24 fascículos, preparada por el Ing. Horacio D. Vallejo, quien cuenta con la colaboración de docentes y escritores destacados en el ámbito de la electrónica internacional. Los temas de este capítulo fueron escritos por Horacio D. Vallejo y Oscar Montoya Figueroa

El Mundo de la Electrónica