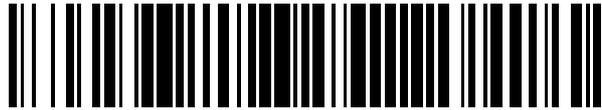


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 660 217**

51 Int. Cl.:

**H02J 7/00**

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.10.2013 PCT/US2013/066111**

87 Fecha y número de publicación internacional: **01.05.2014 WO14066345**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.10.2013 E 13849377 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.12.2017 EP 2912749**

54 Título: **Cargador de batería híbrido**

30 Prioridad:

**24.10.2012 US 201213659412**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**21.03.2018**

73 Titular/es:

**SCHUMACHER ELECTRIC CORPORATION  
(100.0%)**

**801 Business Center Drive  
Mount Prospect, IL 60056-2179, US**

72 Inventor/es:

**CHEN, XIAO PING;  
HEINS, MATTHEW y  
ZHU, SHENZHONG**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

**ES 2 660 217 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Cargador de batería híbrido

5 **Antecedentes de la invención**

**1. Campo de la invención**

10 La presente invención se refiere a un cargador de batería y más particularmente a un cargador de batería híbrido que incluye un circuito de carga de batería lineal para proporcionar corriente de arranque de vehículo y carga de batería durante condiciones predeterminadas y un circuito de carga de batería de alta frecuencia para proporcionar corriente de carga de batería durante diferentes condiciones predeterminadas; estando el circuito de carga de batería lineal y los circuitos de carga de batería de frecuencia alta habilitados selectivamente para proporcionar corriente de arranque de vehículo, corriente de carga máxima y óptima eficiencia.

15 **2. Descripción de la técnica anterior**

Diversos tipos de circuitos cargadores de batería se conocen en la técnica. Por ejemplo, los dos tipos más comunes de circuitos cargadores de batería son circuitos cargadores de batería lineal y de alta frecuencia (también conocido como modo con conmutación). Se conoce que ambos tipos de circuitos cargadores de batería tienen ventajas y desventajas.

25 Circuitos de carga de batería lineales normalmente incluyen un transformador, un rectificador y un elemento de regulación de corriente. El primario del transformador normalmente se conecta a una fuente de alimentación de 120 voltios de CA externa. El transformador reduce la tensión desde la fuente de alimentación de 120 voltios de CA a una tensión apropiada para cargar una batería, por ejemplo, 12 voltios de CA. Un rectificador, tal como, un rectificador de onda completa, convierte la tensión de CA reducida en el devanado secundario del transformador a una tensión de carga de CC. En algunos circuitos cargadores de batería lineales conocidos, un elemento lineal pasivo, tal como un resistor, se conecta en serie con el devanado secundario del transformador para limitar la corriente de carga proporcionada a la batería. Circuitos cargadores de batería lineales también puede incluir un regulador de tensión entre el elemento pasivo y el devanado secundario del transformador para estabilizar la tensión de salida. La corriente de carga de tales circuitos cargadores de batería lineales es una función lineal de la tensión de la fuente de alimentación de 120 voltios de CA.

35 También se conocen circuitos cargadores de batería de alta frecuencia. En general, tales circuitos cargadores de batería de alta frecuencia normalmente se conectan a una fuente de alimentación de 120 voltios de CA externa. Los 120 voltios de CA desde la fuente de alimentación de 120 voltios de CA se rectifican, por ejemplo, mediante un rectificador de onda completa, para generar una tensión de CC. La tensión de CC se enciende y apaga mediante circuitería de conmutación electrónica para crear un tren de impulsos de alta frecuencia, por ejemplo, en frecuencias desde 10 KHz a 1 MHz, y se aplica a un transformador de alta frecuencia. El transformador de alta frecuencia reduce la tensión a una tensión de carga apropiada. Esta tensión de carga se rectifica y filtra para proporcionar la tensión de carga de CC deseada para la batería a cargar.

45 Diversas agencias gubernamentales han promulgado regulaciones que rigen eficiencias de cargador de batería. Por ejemplo, la Comisión de Energía de California ha revisado sus Regulaciones de Eficiencia de Electrodomésticos para incluir circuitos cargadores de batería. Estas regulaciones se exponen en el Título 20, Secciones 1601-1608 del Código de California de Regulaciones ("Regulaciones"). El Departamento de Energía de Estados Unidos también ha promulgado estándares sobre la eficiencia de cargadores de batería en el Título 10, Parte 430 del Código de Regulaciones Federales.

50 Desafortunadamente, muchos cargadores de batería lineales convencionales y cargadores de batería de alta frecuencia convencionales conocidos no se conocen que cumplan con los puntos de referencia de la eficiencia de cargador de batería expuestos en los estándares mencionados anteriormente. Específicamente, circuitos cargadores de batería lineales conocidos se conocen que tienen eficiencia en el intervalo del 50 % y 75 % en carga completa, que está por debajo de los puntos de referencia expuestos en los estándares mencionados anteriormente. La mayoría de las pérdidas se conocen que son del transformador.

60 Para abordar este problema, un circuito cargador de batería lineal conocido se conoce que incorpora un transformador toroidal que tiene pérdidas significativamente inferiores que transformadores bobinados. Sin embargo, existen varios inconvenientes con respecto al uso de transformadores toroidales. Por ejemplo, tales transformadores toroidales requieren equipo de devanado especializado y son más laboriosos y tienen eficiencia en el intervalo del 65 % al 80 % en carga completa. Además, como es el caso con la mayoría de transformadores bobinados conocidos, la eficiencia de tales transformadores bobinados toroidales es menor a menos del 60 % de carga completa. De hecho, al 20 % de carga completa, la eficiencia de tales transformadores bobinados toroidales puede ser menos del 40 %.

65

Circuitos cargadores de batería de alta frecuencia pueden diseñarse para ser eficientes en un 80 % a 90 %+ en carga completa. Sin embargo, se conoce que la eficiencia de tales circuitos cargadores de batería de alta frecuencia es relativamente menos eficiente a menos de carga completa. Además, cargadores de batería de alta frecuencia son menos fiables debido al número de componentes y la cantidad de corriente a través de esos componentes en un modo de arranque de motor.

Como se ha mencionado anteriormente, las eficiencias de los cargadores de batería lineales y de alta frecuencia varían como una función de sus cargas. Las regulaciones expuestas anteriormente se refieren a eficiencias generales. Esto significa que el cargador de batería debe cumplir los puntos de referencia de eficiencia durante todas las condiciones en las que el cargador de batería se conecta a un suministro de 120 voltios de CA. Por ejemplo, Las regulaciones de California especifican que el punto de referencia de eficiencia debe mantenerse durante un periodo de 24 horas durante los siguientes modos de operación:

- Un modo cuando el cargador de batería está cargando una batería.
- Un modo en el que el cargador de batería está proporcionando una carga lenta la batería.
- Un modo en el que la batería está desconectada de la batería con el cargador de batería aún conectado al suministro de 120 voltios de CA.

Además, incluso aunque los cargadores de batería lineales y de alta frecuencia convencionales mencionados anteriormente puedan cumplir los puntos de referencia especificados en las regulaciones mencionadas anteriormente durante ciertas condiciones de operación, tal como carga completa, las eficiencias de tales cargadores están por debajo del punto de referencia de eficiencia especificado en condiciones de operación diferentes de carga completa. Por lo tanto, existe una necesidad para un circuito cargador de batería que pueda cumplir la eficiencia puntos de referencia expuestos en las regulaciones anteriormente mencionadas.

### Sumario de la invención

Brevemente, la presente invención se refiere a un cargador de batería híbrido que incluye un circuito cargador de batería lineal y un circuito cargador de batería de alta frecuencia. El cargador de batería híbrido se aprovecha de las eficiencias de cada circuito cargador para mejorar la eficiencia general del cargador híbrido. El circuito cargador lineal se usa para proporcionar una corriente de salida alta, por ejemplo, 75 amperios incluso hasta 300 amperios, para aplicaciones de arranque de vehículo y aplicaciones de carga de batería en las que la corriente de carga de batería es relativamente alta y excede un nivel predeterminado representativo de corriente de carga relativamente alta, por ejemplo, por encima de 7 amperios. Cuando la corriente de carga cae por debajo del nivel predeterminado, el circuito cargador de batería lineal se apaga y el circuito cargador de alta frecuencia se enciende para mejorar la eficiencia general del cargador híbrido. Para adicionalmente mejorar la eficiencia del cargador de batería híbrido, la frecuencia de la circuitería de conmutación electrónica en el circuito de carga de batería de frecuencia alta puede variarse para reducir adicionalmente pérdidas. De acuerdo con un aspecto importante de la invención, el circuito cargador de batería híbrido es totalmente operacional incluso en condiciones de tensión de batería baja, por ejemplo, 1 voltio de CC.

### Descripción de los dibujos

Estas y otras ventajas de la presente invención se entenderán fácilmente con referencia a la siguiente memoria descriptiva y dibujos adjuntos en los que:

La Figura 1 es un diagrama de bloques del cargador de batería híbrido de acuerdo con la presente invención.

La Figura 2A es una curva de carga ilustrativa para un cargador de batería de 12 amperios.

La Figura 2B es una curva de carga ilustrativa para un cargador de batería de 2,0 amperios.

Las Figuras 3A-3G ilustran un diagrama esquemático a modo de ejemplo del cargador de batería híbrido de acuerdo con la presente invención.

Las Figuras 4A-4F ilustran un diagrama esquemático a modo de ejemplo de un circuito de control de microcontrolador de acuerdo con la presente invención.

La Figura 5 ilustra un diagrama esquemático a modo de ejemplo de una realización alternativa de un circuito cargador lineal de acuerdo con la presente invención que utiliza el uso de un par de SCR en lugar de un triodo.

La Figura 6 es un diagrama ilustrativo que ilustra la conmutación de un triodo o como alternativa un par de SCR usados para controlar la magnitud de una fuente de alimentación de 120 voltios de CA que se conecta al cargador lineal.

Las Figuras 7A-7L son diagramas de flujo de software ilustrativos de acuerdo con la presente invención.

La Figura 8A es un diagrama esquemático del transformador de retorno que forma parte de la presente invención.

La Figura 8B es un diagrama de cableado del transformador de retorno que forma parte de la presente invención.

## Descripción detallada

La presente invención se refiere a un cargador de batería híbrido que incluye un circuito cargador de batería lineal y un circuito cargador de batería de alta frecuencia. El circuito cargador lineal se usa cuando es más eficiente; en concreto, proporcionando una corriente de salida alta, por ejemplo, 75 amperios, para aplicaciones de arranque de vehículo y aplicaciones en las que la corriente de carga de batería, es decir corriente de carga, es relativamente alta y excede un nivel predeterminado representativo de corriente de carga relativamente alta, por ejemplo, por encima de 7 amperios de CC. Más particularmente, para mejorar la eficiencia general del cargador de batería híbrido, el circuito cargador de batería lineal se apaga cuando la corriente de carga cae por debajo del nivel predeterminado, y el circuito cargador de alta frecuencia se enciende. Por lo tanto, el circuito de carga de batería lineal y el circuito cargador de batería de alta frecuencia se usan ambos cuando es más eficiente hacerlo durante un ciclo de carga.

Ambos circuitos cargadores de batería pueden conectarse en paralelo. Como tal, en aplicaciones en las que la corriente de carga requerida excede la capacidad de carga de corriente de batería del circuito cargador lineal y el circuito cargador de alta frecuencia individualmente, tanto el circuito cargador lineal como el circuito cargador de alta frecuencia se conectan en paralelo y pueden encenderse juntos selectivamente para proporcionar una corriente de carga equivalente a la suma de las corrientes de salida máxima de ambos circuitos de carga.

Para mejorar adicionalmente la eficiencia del circuito cargador de alta frecuencia, se usa un circuito conductor de frecuencia variable para controlar el encendido/apagado de transformador de alta frecuencia. Circuitos conductores típicos normalmente se conmutan a aproximadamente 100 KHz. El circuito conductor de frecuencia variable permite que la frecuencia de la conmutación se controle entre 20 KHz y 100 KHz como una función de las condiciones de carga de salida. En particular, durante condiciones de carga relativamente bajas, el circuito conductor de frecuencia variable reduce la frecuencia de conmutación. En frecuencias bajas, las pérdidas de conmutación y por lo tanto pérdidas de potencia se reducen enormemente. Además, el circuito conductor de frecuencia variable puede configurarse para saltarse ciclos en condiciones de carga extremadamente bajas para reducir adicionalmente pérdidas. En la realización ilustrativa descrita e ilustrada, las mejoras anteriormente mencionadas en eficiencia habilitan que el circuito cargador de batería de alta frecuencia sea capaz de conseguir eficiencia por encima del 80 % para la mayoría de condiciones de carga.

El circuito cargador de batería lineal, usado para la función de arranque de motor y carga de batería, es capaz de proporcionar corriente de carga de batería continua de 10 amperios de CC. El circuito cargador lineal puede conectarse en paralelo con el circuito cargador de alta frecuencia que puede proporcionar corriente de carga de 2 amperios de CC. El resultado neto es un cargador híbrido que puede proporcionar corriente de carga continua de 12 amperios de CC.

Ya que el circuito de carga de batería lineal es únicamente aproximadamente un 75 % eficiente, únicamente puede usarse durante una porción del tiempo para que el cargador de batería híbrido consiga una eficiencia general por encima del 80 %. En particular, de acuerdo con un aspecto de la invención, el circuito de carga de batería lineal únicamente se usa cuando es más eficiente, por ejemplo, cuando existen una o más de las siguientes condiciones:

- la corriente de carga que extrae la batería está por encima de un valor predeterminado, por ejemplo, aproximadamente 7 amperios de CC;
- la tensión de batería está por debajo de un cierto valor, por ejemplo, 13,2 voltios de CC, y
- la tasa de cambio de tensión (dV/dt) está por debajo de un valor predeterminado, por ejemplo, aproximadamente 0,1 V/hora.

Limitando las condiciones cuando se usa el circuito de carga de batería lineal, como se ha mencionado anteriormente, únicamente se usa el circuito cargador de batería lineal cuando es más eficiente del 70 %. Usando un tiempo de carga de, por ejemplo, 24 horas, como se explica por el Departamento de Energía en Sección 430.23 del Código de Regulaciones Federales, el circuito cargador de batería lineal se estima que se usará durante 2 horas y promediaria una eficiencia de aproximadamente el 75 %. Suponiendo el peor de los casos en el que el circuito cargador de batería de alta frecuencia está en funcionamiento durante las 24 horas, la potencia promedio usada por la combinación del circuito de carga de batería lineal y el circuito de carga de batería de frecuencia alta cumpliría o excedería la eficiencia del 80 %.

Para cumplir con la eficiencia mencionada anteriormente, el cargador de batería híbrido puede incluir una o más de las siguientes características para reducir adicionalmente pérdidas y mejorar eficiencia. Estas características son opcionales se refieren a diversos aspectos del diseño de cargador de batería híbrido.

Una característica opcional que puede incorporarse en el cargador de batería híbrido para adicionalmente reducir pérdidas del circuito de batería híbrido se refiere al transformador lineal usado en circuitos cargadores de batería lineales. En particular, se conoce que tales transformadores lineales disipan potencia en condiciones de sin carga cuando se conecta a una fuente de alimentación externa de 120 voltios de CA. Para adicionalmente mejorar eficiencia y reducir pérdidas, el circuito cargador de batería lineal y por lo tanto el transformador lineal pueden desconectarse de la línea de CA cuando no están en uso.

Otra característica opcional para mejorar eficiencia se refiere a corriente que limita el circuito cargador de batería de alta frecuencia. Mediante corriente que limita el circuito cargador de batería de alta frecuencia, la eficiencia se mejora evitando que fuente de alimentación funcione cíclicamente entre una condición de ENCENDIDO y una condición de APAGADO cuando la batería está plenamente cargada.

5 Otra característica opcional para reducir adicionalmente pérdidas de potencia por el cargador de batería híbrido se refiere al microcontrolador usado para controlar el cargador de batería híbrido. En particular, el cargador de batería híbrido utiliza un microcontrolador para controlar diversos aspectos del cargador de batería híbrido. Por ejemplo, el microcontrolador se usa para hacer mediciones de tensión de batería; encender y apagar el circuito cargador de  
10 batería lineal; y control la cantidad de corriente de arranque proporcionada por el circuito cargador de batería lineal; y controlar el cargador de batería híbrido de acuerdo con un algoritmo de carga. Para adicionalmente reducir pérdidas de potencia y aumentar la eficiencia del cargador de batería híbrido, el microcontrolador puede opcionalmente ponerse en suspensión cuando la carga está en modo de mantenimiento. Durante una condición cuando el microcontrolador está en un modo de suspensión, el circuito cargador de batería de alta frecuencia se  
15 configura para regular la tensión de salida de cargador de alta frecuencia a la tensión de mantenimiento, por ejemplo, 13,5 V en respuesta a una señal analógica ya que no habrá ninguna señal disponible desde el microcontrolador durante esta condición. El microcontrolador se establece para activarse en varias condiciones incluyendo desconexión de batería.

20 De acuerdo con otra característica importante de la invención, la construcción del transformador de alta frecuencia habilita que el cargador opere normalmente en una tensión de batería baja de hasta aproximadamente un (1) voltio de CC. En particular, un devanado de polarización de retorno en el transformador de alta frecuencia se enrolla en la bobina primero en alambre de múltiples filamentos para cubrir toda la anchura de la bobina en una capa, por lo tanto, este devanado de polarización funciona como una capa de protección para mejorar el rendimiento de EMC.  
25 Además, el devanado primario principal se enrolla a continuación y en dirección de enrollamiento opuesta al devanado de retorno. Esta configuración mejora el rendimiento de EMC adicionalmente.

El transformador de alta frecuencia de acuerdo con la presente invención está provisto de un segundo devanado de polarización. Un devanado de polarización se conecta en la tradicional configuración de retorno, es decir conectado  
30 con la polaridad opuesta al devanado primario, y el otro devanado de polarización se conecta con la misma polaridad en una dirección directa. La razón de hacer esto es permitir que el devanado de polarización proporcione tensión para hacer funcionar el microcontrolador y el controlador de PWM incluso si la carga, es decir tensión de batería, es muy baja. La tensión del devanado de polarización de retorno es proporcional a la tensión de batería que se suministra mediante el devanado de retorno de salida. Por lo tanto, cuando tensión de batería es muy baja, por  
35 ejemplo, descargada totalmente, 1 voltio de CC, por ejemplo, el microcontrolador y controlador de PWM, que se alimentan mediante los devanados de retorno, no operarán correctamente si esos controladores están únicamente alimentados por los devanados de polarización de retorno que están ahora muy bajos debido a la baja tensión de batería. Con ayuda de los devanados de polarización directa, que están en polaridad opuesta a los devanados de polarización de retorno, esos devanados de polarización directa entonces suministran potencia al microcontrolador y  
40 el controlador de PWM para mantenerlos operando correctamente.

#### **Diagrama de bloques ilustrativo**

45 Volviendo a la Figura 1, se ilustra un diagrama de bloques del cargador de batería híbrido de acuerdo con la presente invención. El cargador de batería híbrido se identifica generalmente con el número de referencia 20. El cargador de batería híbrido 20 incluye un circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 y un circuito cargador de batería lineal 24. El circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 se conecta selectivamente a los bornes de salida de cargador de batería  $Vb^+$  y  $Vb^-$ , generalmente identificados con el número de referencia 25, por medio de un conmutador SW1 28. El circuito cargador de batería lineal 24 se conecta selectivamente a una fuente de  
50 alimentación externa de 120 voltios de CA 26 por medio de un conmutador SW2 30. Ambos circuitos de carga de batería pueden conectarse en paralelo. En aplicaciones en las que la corriente de carga excede la capacidad de carga del circuito cargador lineal, tanto el circuito cargador lineal como el circuito cargador de alta frecuencia pueden encenderse juntos para proporcionar una corriente de carga equivalente a la suma de los dos circuitos de carga. Más particularmente, el conmutador SW1 permite que el circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 se conecte selectivamente a los bornes de salida 25 de cargador de batería bajo el control de un microcontrolador 32,  
55 de manera similar, el conmutador SW2 30 permite que el circuito de carga de batería lineal 24 se conecte selectivamente a la fuente de 120 voltios de CA 26 bajo el control del microcontrolador 32.

60 Los conmutadores SW1 28 y SW2 30 permiten que el cargador de batería híbrido 20 tenga 4 modos de operación. En un primer o modo de operación de arranque, el cargador de batería híbrido 20 opera para proporcionar corriente de arranque, por ejemplo, 75 amperios de CC. En este modo de operación, el conmutador SW1 28 está abierto para desconectar el circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 de los bornes de salida 25 de cargador de batería. En este modo, el microcontrolador 32 supervisa los cruces de cero de la fuente externa de 120 voltios de CA. Dependiendo del nivel de corriente de arranque requerida, el microcontrolador 32 señalará al conmutador SW2 que se cierre para entregar la corriente de arranque requerida. Por ejemplo, con referencia a la Figura 5, la tensión  
65 máxima nominal de la fuente externa de 120 voltios de CA. Como se analizará en más detalle a continuación, esta

tensión se aplica a un transformador reductor y rectifica para proporcionar una corriente de arranque de CC y una corriente de carga de CC. Suponiendo un transformador reductor con una relación de transformación de 10:1, la tensión se reducirá por un factor de 10 y la corriente se aumentará por un factor de 10. Suponiendo que el suministro externo de 120 voltios de CA puede suministrar 7,5 amperios de corriente CA, usando el ejemplo anterior, el circuito cargador lineal 32 es capaz de proporcionar 75 amperios de CC corriente de arranque.

En el modo de operación de arranque, el circuito 30 de cargador de batería lineal se usa para proporcionar corriente de arranque. En este modo, el microcontrolador 32 detecta los cruces de cero de la fuente externa de 120 voltios de CA por medio de un detector de cruces de cero 34. Conociendo los cruces de cero y la frecuencia de la fuente externa de 120 voltios de CA, el microcontrolador 32 es capaz de accionar el conmutador SW2 30 a diversos puntos de tensión a lo largo de la onda sinusoidal de 120 voltios de CA midiendo el tiempo desde un cruce de cero. De esta manera, el circuito 30 de cargador de batería lineal es capaz de controlar la corriente de carga/arranque. Cuanto menor sea el retardo de tiempo entre un cruce de cero y la señal de accionamiento al conmutador SW2 30, mayor será la corriente de carga/arranque. Más específicamente con referencia a la Figura 6, los diversos puntos de tensión a lo largo de la onda sinusoidal de 120 voltios de CA corresponden a niveles de tensión instantáneos como una función de tiempo. Por ejemplo, el nivel de tensión  $V_s$  durante el medio ciclo positivo corresponde al tiempo  $t_s$ . Suponiendo que el tiempo  $t_s$  proporciona la corriente de arranque deseada, el microcontrolador 32 accionaría el conmutador SW2 30 para cerrarse en el tiempo  $t_s$  y el conmutador SW2 30 se reabrirá cuando la corriente que fluye a través del conmutador SW2 30 haya caído a cero. Bajo el control del microcontrolador 32, la corriente de arranque deseada se aplica a los bornes de salida 25 de cargador de batería. En este modo de operación, el conmutador SW1 28 está abierto, desconectando por lo tanto el circuito cargador de alta frecuencia 22 de la batería durante un modo de operación de corriente de arranque para evitar realimentar el circuito cargador de alta frecuencia 22. Durante este modo de operación, el microcontrolador potencia  $V_a$  se proporciona mediante el devanado secundario del transformador T1 por medio de los diodos D7 y D14.

En un segundo modo de operación, por ejemplo, un modo de carga de batería, el circuito cargador lineal 24 se usa para cargar una batería durante condiciones de carga relativamente altas, por ejemplo, cuando la corriente de carga de batería está en o por encima de un nivel predeterminado. Para un circuito cargador lineal continuo de 10 amperios ilustrativo, el nivel predeterminado puede estar en o por encima de, por ejemplo, 7,0 amperios de CC. En este modo de operación, el conmutador SW2 30 cambia a lo largo de la onda sinusoidal de 120 voltios de CA en un retardo de tiempo relativamente más largo tras detectar un cruce de cero que el retardo de tiempo del modo de corriente de arranque para proporcionar la corriente de carga requerida bajo el control del microcontrolador 32. En este modo de operación, el conmutador SW1 28 puede estar abierto.

En un tercer modo de operación, un modo de carga de alta frecuencia, la batería se carga mediante el circuito cargador de batería de alta frecuencia 22. En este modo, el conmutador SW2 30 está abierto, por lo tanto, desconectando el circuito cargador de batería lineal 24 del circuito, y el conmutador SW1 28 está cerrado. Como se ha mencionado anteriormente, el modo de operación de alta frecuencia se usa cuando la corriente de carga, es decir corriente de carga es menor que un nivel predeterminado. Un resistor de detección de corriente se sitúa en serie con los bornes de batería 25. La tensión a través del resistor de detección de corriente 38 se lee por el microcontrolador 32 como una indicación de la corriente de carga suministrada a la batería. Por lo tanto, cuando la corriente de carga cae por debajo de un nivel predeterminado, como se ha mencionado anteriormente, el cargador híbrido 20 cambia desde el circuito cargador lineal 24 al circuito cargador de alta frecuencia 22.

El cargador híbrido 20 puede estar provisto de un cuarto modo de operación opcional, modo paralelo, en el que el circuito cargador de alta frecuencia 22 está en paralelo con el circuito cargador lineal 24. En este modo de operación, el circuito cargador lineal 24 y el circuito cargador de alta frecuencia 22 se combinan para proporcionar una corriente de carga combinada que excede el régimen continuo de o bien el circuito cargador lineal 24 o el circuito cargador de alta frecuencia 22 individualmente. Por ejemplo, suponiendo el circuito cargador de alta frecuencia 22 tiene un régimen continuo de 2,0 amperios de CC y el circuito cargador lineal tiene un régimen continuo de 10,0 amperios de CC, el cargador híbrido 20 puede proporcionar 12,0 amperios de CC continuos en un modo de operación paralelo.

El cargador de batería híbrido 20 opcionalmente puede estar provisto de un quinto modo de operación opcional, un modo en espera en el que el conmutador SW1 28 se abre cuando la batería se desconecta de los bornes de batería 25. En este modo de operación, la tensión de batería se detecta mediante un circuito de detección de tensión 40. Cuando el circuito de detección de tensión 40 detecta una pérdida de tensión de batería, el conmutador SW1 28 se abre bajo el control del microcontrolador 32 para eliminar toda la potencia de los bornes de salida 25 de cargador de batería durante esta condición.

De acuerdo con otro aspecto importante de la invención, el cargador de batería híbrido 20 puede incorporar un circuito conductor de frecuencia variable 42. El circuito conductor de frecuencia variable 42 puede usarse para controlar la frecuencia de conmutación del circuito cargador de alta frecuencia 22. Como se analizará en más detalle a continuación, el circuito conductor de frecuencia variable 42, por ejemplo, un controlador de "modo de ahorro de energía", tales como un Fairchild SG6859A, controla la frecuencia de conmutación como una función de la corriente de carga. Un circuito conductor de frecuencia variable 42 ilustrativo puede usarse para variar la frecuencia de

conmutación del circuito cargador de alta frecuencia 22 desde 20 KHz a 100 KHz, por ejemplo. En condiciones de carga relativamente baja, el circuito conductor de frecuencia variable 42 cambia en la frecuencia inferior para reducir pérdidas de conmutación. El circuito conductor de frecuencia variable 42 puede saltarse opcionalmente ciclos cuando el controlador de modo de ahorro de energía entra en el modo de ahorro de energía, es decir la tensión al terminal de realimentación del controlador de PWM está por encima de 2,8 voltios de CC.

### Diagrama esquemático

Un diagrama esquemático a modo de ejemplo del cargador de batería híbrido 20 que incluye un circuito de control se ilustra en las Figuras 3A-3G. Un diagrama esquemático a modo de ejemplo de una porción del circuito de control que incluye un microcontrolador 32 se ilustra en las Figuras 4A-4F. El diagrama esquemático del cargador de batería híbrido 20 ilustrado en las Figuras 3A- 3G ilustra el circuito cargador lineal 24 en el que el conmutador SW2 30 se implementa como un triodo. La Figura 5 ilustra una realización alternativa del circuito cargador lineal 24 en el que el conmutador SW2 30 se implementa como un par de SCR.

### Circuito cargador lineal

El circuito cargador de batería lineal 24 (Figura 1) se muestra en las Figuras 3E-3G. Como se ha mencionado anteriormente, el circuito cargador lineal proporciona corriente de arranque en un modo de operación de arranque y corriente de carga en un modo de operación de carga cuando la corriente de carga está por encima de un valor predeterminado, por ejemplo, 7 amperios de CC, donde el circuito cargador lineal 24 es más eficiente.

Volviendo a las Figuras 3A-3G, el circuito cargador lineal 24 incluye un triodo Q4 (Figura 3F), que funciona como el conmutador SW2 30, descrito anteriormente. La entrada al triodo Q4 se conecta al borne neutro N de la para la fuente de alimentación de 120 voltios de CA 26 (Figura 3A). La salida del triodo Q4 (Figura 3F) se conecta a una rama de un transformador T2 (Figura 3G). La rama opuesta del transformador T2 se conecta a un borne Ltx<sup>+</sup> (Figura 3F), que se conecta al borne de línea L de la fuente de alimentación de 120 voltios de CA 26 (Figura 3A) por medio de un fusible F2 y un resistor de detección de temperatura RT2. Un supresor de sobrecarga V1 puede conectarse entre los bornes de línea y neutro L y N, respectivamente, para suprimir puntas de tensión.

El transformador T2 (Figura 3G), diseñado para trabajar a 50/60 Hz (baja frecuencia), es un transformador de corriente para transformar la corriente de entrada aplicada al devanado primario para proporcionar o bien una corriente de arranque o una corriente de carga como una función inversa de su relación de transformación y la tensión aplicada al primario. Como se mencionó anteriormente, el triodo Q4 (Figura 3F) puede conmutar a diversos puntos de tensión a lo largo de la onda sinusoidal de 120 voltios de CA (Figura 6) para proporcionar o bien una corriente de arranque deseada o una corriente de carga deseada.

El triodo Q4 (Figura 3F) está bajo el control del microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F). Más particularmente, el microcontrolador 32 proporciona una serie de señales de control de fase, identificadas como una señal "Fase Ctr.". Estas señales de control controlan el punto de tensión a lo largo de la onda sinusoidal de 120 voltios (Figura 6) que el triodo Q4 (Figura 3F) conmuta, como se ha analizado anteriormente. Las señales de control de fase se aplican al triodo Q4 por medio de un resistor R39 y un optoacoplador U5. La salida del optoacoplador U5 se aplica a la puerta del triodo Q4. Un divisor de tensión que consiste en los resistores R37 y R28 se aplica a la puerta del triodo U5 para controlar el triodo Q4 por medio de las señales de control. Un condensador C21 se conecta entre el divisor de tensión y la entrada al triodo Q4 para proporcionar una señal estable a la puerta del triodo Q4. Un filtro de ruido que consiste en un condensador C18 y resistor R25 conectados en serie se conecta a través de la entrada y salida del triodo Q4 para evitar conmutación errónea debido a puntas de tensión en la fuente de alimentación de 120 voltios.

Cuando el triodo Q4 está conduciendo se aplica una tensión de CA al primario del transformador lineal T2 (Figura 3G), como se ha mencionado anteriormente. Un par de diodos rectificadores D22 y D23 se conectan al devanado secundario del transformador T2 para proporcionar rectificación de onda completa. Durante el medio ciclo positivo de la onda sinusoidal de CA, el diodo D22 conduce y el diodo D23 está apagado. Durante este medio ciclo positivo, se aplica una tensión de salida de CC rectificada positiva al borne de batería positivo Vb<sup>+</sup>. Durante el medio ciclo negativo de la onda sinusoidal de CA, el diodo D23 está encendido y el diodo D22 está apagado. Ya que el cátodo del diodo D23 se conecta al borne de batería positivo Vb<sup>+</sup>, una tensión de salida de CC rectificada positiva todavía se aplica al borne de batería Vb<sup>+</sup> durante el medio ciclo negativo de la onda sinusoidal para proporcionar una tensión de CC rectificada continua al borne de batería Vb<sup>+</sup>.

El devanado secundario del transformador T2 se interviene y conecta a tierra de sistema SGND. Como se muestra, el devanado secundario se muestra con una toma central ilustrativa y conectado a un conector CN1, que, a su vez, se conecta al borne de batería negativo Vb<sup>-</sup>.

Un circuito cargador de batería lineal alternativo se muestra en la Figura 5. En esta realización, dos SCR Q4 y Q8 se usan en lugar del triodo. En esta realización, la salida del optoacoplador U5 se usa para accionar las puertas de los Q4 y Q8 separadamente. Durante medios ciclos positivos, el diodo D22 está apagado y el diodo D25 y el SCR Q8

están conduciendo. Durante medios ciclos negativos, el diodo D22 está encendido y el diodo D25 está apagado y el SCR Q4 está conduciendo.

5 Los SCR Q4 y Q8 se conectan en paralelo con un circuito supresor, como se ha analizado anteriormente, que consiste en el resistor conectado en serie R25 y condensador C18. Un resistor de puerta R28 y condensador C21 pueden conectarse entre el optoacoplador U5 y el SCR Q8.

10 Como se ha mencionado anteriormente, el circuito cargador de batería lineal 24 únicamente se usa cuando la corriente de carga es mayor que un valor predeterminado, por ejemplo, 7,0 amperios de CC. Mientras el circuito cargador de batería lineal 24 está cargando una batería, la corriente de carga se mide mediante el circuito de detección de corriente 38 (Figura 1), como se analizará a continuación. El conmutador SW1 está cerrado y el microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) lee la corriente de carga suministrada a la batería. Cuando la corriente de carga cae por debajo de un valor predeterminado, por ejemplo, 7 amperios de CC, el microcontrolador 32 señala al triodo Q4 (Figura 3F) o como alternativa, los SCR Q4 y Q8 (Figura 5) que se abran por medio de la Señal Fase Ctr. para desconectar el circuito cargador lineal 24 de la fuente de alimentación de 120 voltios 26 (Figura 3A). Como se ha mencionado anteriormente, esto se hace de modo que el circuito cargador lineal 24 (Figura 1) únicamente se usa para cargar baterías cuando la corriente de carga está por encima de un valor predeterminado, por ejemplo, 7 amperios de CC, donde es más eficiente. Una vez que el circuito cargador lineal 24 se desconecta de la fuente de alimentación de 120 voltios de CA 26 (Figura 3A), el circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 toma el control y continua para cargar la batería.

### Circuito de detección de carga

25 El circuito de detección de corriente 38 (Figura1) se ilustra en las Figuras 3C y 3D. El circuito de detección de corriente 38 detecta la corriente de carga de batería por medio de un resistor de detección de corriente R11A (Figura 3C). Un lado del resistor de detección de corriente R11A se conecta al borne de batería negativo  $V_b^-$  (Figura 3D). El otro lado del resistor de detección de corriente R11A se conecta a tierra OGND. La tensión a través del resistor de detección de corriente R11A se aplica al circuito de detección de corriente 38 que incluye un amplificador U4B, resistores de entrada R24 y R30 y un resistor de salida R23. La relación de los resistores R30/R24 determina la ganancia del amplificador U4B. En este caso ilustrativo, la ganancia es 20. La tensión a través del resistor de detección de corriente R11A se aplica a los bornes + y - del amplificador U4B. El resistor R30 y el condensador C15, conectados a la entrada no invertida del amplificador operacional U4B forman un filtro de paso bajo para filtrar ruido de entrada debido a la conmutación de alta frecuencia de la tensión a través del resistor de detección de corriente R11A. Un par de condensadores C6 y C13 se conectan entre la salida del amplificador operacional U4B y las señales de entrada para estabilizar las tensiones de entrada y salida del amplificador operacional U4B.

40 El amplificador operacional U4B amplifica la tensión a través del resistor de detección de corriente R11A y proporciona una señal de salida, identificada como CORRIENTE. La señal de CORRIENTE se conecta al terminal 8 del conector CN1 (Figura 3G). El conector CN1, a su vez, se conecta al conector CN2 (Figura 4A), que se conecta al microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F). Como se ha analizado anteriormente, el microcontrolador 32 controla la carga y corriente de arranque proporcionada a una batería conectada a sus bornes de salida de cargador de batería  $V_b^+$  y  $V_b^-$  25.

45 Potencia al amplificador operacional U4B se identifica como una tensión  $V_a$ , obtenida de la tensión de batería positiva  $V_b^+$  (Figura 3D) por medio de un resistor R26, diodos D7 y D14 y un resistor R7. Un condensador C14 se usa para estabilizar la tensión  $V_a$  aplicada a una entrada de fuente de alimentación del amplificador operacional U4B. La entrada de fuente de alimentación negativa del amplificador operacional U4B se conecta a tierra OGND.

### Circuito de detección de tensión

50 El circuito de detección de tensión 40 (Figura 1) se ilustra en la Figura 3D. El circuito de detección de tensión 40 incluye un transistor Q3. El emisor del transistor Q3 se conecta al borne de batería positivo  $V_b^+$ . El colector del transistor Q3 es una señal identificada como TENSIÓN DE BATERÍA. Esta señal se aplica al microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) por medio de los conectores CN1 (Figura 3G) y CN2 (Figura 4A). El transistor Q3 (Figura 3D) está bajo el control del transistor Q2 (Figura 3C) y el diodo D16. El diodo D16 se conecta al lado de polaridad negativa de uno de los devanados secundarios del transformador de retorno T1. Como se analizará en más detalle a continuación, los devanados primarios del transformador de retorno T1 se encienden y apagan mediante un conmutador, por ejemplo, un FET Q1. Cuando el conmutador Q1 se cierra, el lado de polaridad negativa del devanado secundario del transformador de retorno T1 será positivo, provocando por lo tanto que el diodo D16 conduzca. El cátodo del diodo D16 se conecta a la base del transistor Q2 por medio de corriente que limita resistor R8. Una combinación paralela de un resistor de polarización R20 y un condensador C20 se conecta a través de la base y bornes de emisor del transistor Q2 para polarizar el transistor Q2. Esto provoca que el transistor Q2 se conecte a la tensión positiva en el lado de polaridad negativa del devanado secundario y por lo tanto se encienda. El colector del transistor Q2 se conecta a la base del transistor Q3 (Figura 3D), que enciende el transistor Q3 (Figura 3D). El emisor del transistor Q3 se conecta al borne de batería positivo  $V_b^+$ . El colector del transistor Q3 es la señal de tensión de batería que se aplica al microcontrolador 32 (Figura 4B, 4C, 4E y 4F) por medio de los conectores

CN1 (Figura 3G) y CN2 (Figura 4A).

Siempre que la fuente de alimentación de 120 voltios de CA externa se pierde, por ejemplo, cuando usuarios apagan la CA de 120 voltios o la CA de 120 voltios no está disponible de otra manera, el circuito de lado primario perderá potencia. Como tal, el controlador de PWM U1 dejará de funcionar y el FET Q1 se apagará. Esto provoca que los devanados secundarios W4 y W5 pierdan potencia, que, a su vez, provocará que los transistores Q2 y Q3 se apaguen. Como consecuencia, la señal de tensión de batería desaparece y el microcontrolador 32 sabe que la fuente de alimentación de 120 voltios de CA se pierde y en consecuencia apaga el relé RLY1. Esto provoca que la potencia de polarización Va pierda potencia, que, a su vez, provoca que todos los circuitos de control secundarios incluyendo el microcontrolador 32 pierdan potencia y se apaguen. En esencia, el cargador de batería híbrido 20 deja de funcionar. Sin la ayuda de un circuito especial, que consiste en un diodo D16, un condensador C20, resistores R8 y R20, transistores Q2 y Q3 y un resistor R12, el microcontrolador 32 no sabrá si la fuente de alimentación de 120 voltios de CA se pierde ya que el microcontrolador 32 obtendrá potencia de la carga insuficiente de batería a través de resistor 26, diodo D7 a la potencia de polarización Va incluso la fuente de alimentación de 120 voltios de CA se ha perdido. Por lo tanto, la batería de carga insuficiente se descargará finalmente del todo cuando la fuente de alimentación de 120 voltios de CA se pierde.

### Circuito de cruce de cero

El circuito de cruce de cero 34 (Figura1) se ilustra en las Figuras 3E y 3F. Como se ha mencionado anteriormente, el circuito de cruce de cero 34 determina los cruces de cero de la fuente de alimentación de 120 voltios de CA 26 para determinar el punto en el tiempo correcto para disparar el triodo o los SCR. El circuito de cruce de cero 34 incluye los diodos D11, D12, D17 y D18. Los carriles de línea L y neutro N se aplican al circuito de cruce de cero 34 por medio de corriente que limita resistores R11 y R34. Un condensador C12 se proporciona entre los carriles de línea L y neutro N para filtrar el ruido de la fuente de alimentación. Durante medios ciclos positivos de la potencia de 120 voltios de CA, los diodos D17 y D18 conducirán y durante el medio ciclo negativo, los diodos D11 y D12 conducirán. Resistores R11, R33 y R34 de un divisor de tensión suministran tensión de CA al resistor R33. Siempre que la tensión de R33 es mayor que la tensión del condensador C17, un diodo D19 conducirá provocando que una corriente fluya al condensador de carga C17. Mientras el diodo D19 está conduciendo, el transistor Q6 está apagado porque su base a emisor se polariza inversamente por el diodo D19. Por lo tanto, durante esta condición, no fluye ninguna corriente a través del diodo LED del optoacoplador U3. Como tal, el fototransistor de U3 estará apagado y generará un "1" lógico al microcontrolador 32. Cuando la fuente de alimentación de 120 voltios de CA cruza cero, el diodo D19 se apaga, por lo tanto, la tensión del condensador C17 a través del resistor R33 se aplica a la base del transistor Q6, encendiendo a continuación el transistor Q6 y el optoacoplador U3. Cuando el transistor Q6 está encendido durante el cruce de cero, un 0 lógico está disponible en el colector del transistor de salida del optoacoplador U3 que indica un cruce de cero como se indica mediante la señal "Cero Crs". La señal "Cero Crs" se aplica al microcontrolador 32 por medio de los conectores CN1 (Figura 3G) y CN2 (Figura 4A).

A medida que la tensión de CA aumenta el diodo D19 se encenderá de nuevo y el condensador C17 continuará para cargar provocando que se produzca un "1" lógico en la salida del optoacoplador U3. En el siguiente cruce de cero, el diodo D19 baja de nuevo y se proporciona un "0" lógico como la señal "Cero Crs". El ciclo se repite hasta que el cargador de batería híbrido 20 se desconecta de la fuente de alimentación de 120 voltios.

### Circuito cargador de batería de alta frecuencia

El circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 (Figura 1) se ilustra en las Figuras 3A, 3B, 3C y 3D. El circuito cargador de alta frecuencia 22 se conecta a los carriles L y N de fuente de alimentación de 120 voltios de CA por medio de un fusible F1 (Figura 3A) y un termistor NTC RT1 u otro sensor de temperatura. Un filtro EMC que consiste en CX1 y una inductancia L1 se conecta entre los carriles de línea L y neutro N. Un par de resistores acoplados en serie R1 y R2 se conectan a través de los carriles de línea L y neutro N para descargar el condensador CX1. Un rectificador de onda completa que consiste en los diodos D1, D2, D3 y D4 (Figuras 3A y 3B) también se conecta a los carriles de línea L y neutro N. El rectificador de onda completa convierte la tensión de 120 voltios de CA a una tensión de CC rectificada. Un condensador C2 (Figura 3B) se conecta a través de la salida del rectificador de onda completa para suavizar la tensión de salida de CC del rectificador de onda completa.

El circuito cargador de alta frecuencia 22 incluye un transformador de retorno T1 (Figura 3C). En este caso, el transformador de retorno T1 incluye un único devanado primario, identificado como W1, tres (3) devanados de polarización, identificado como W2, W3 y W4 y un devanado secundario, identificado como W5. Como se analizará en más detalle a continuación, los devanados de polarización W2, W3 y W4 se separan del devanado primario W1 mediante aislamiento, como se muestra en la Figura 8b. Los devanados de polarización W2, W3 y W4 proporcionan potencia de CA estable al controlador de PWM U1 y al microcontrolador 32 durante diversas condiciones operativas incluyendo condición de tensión de batería baja como se ha analizado a continuación. En particular, el lado de polaridad negativa del devanado primario W1 se conecta a la salida del rectificador de puente (Figuras 3A y 3B). Un condensador CY1 se usa para mejorar el rendimiento de EMC. El lado de polaridad positiva del devanado primario W1 se conecta a tierra de lado primaria PGND (Figura 3B) por medio de un conmutador Q1 y un par paralelo de resistores de detección de corriente R19A y R19B. El conmutador Q1, implementado como un FET, se usa para

conectar y desconectar el lado positivo del devanado primario W1 a tierra PGND bajo el control de circuito conductor de frecuencia variable 42 (Figura 1), analizado a continuación. El circuito conductor de frecuencia variable 42 provoca que el conmutador Q1 conmute entre, por ejemplo, 20 KHz y 100 KHz, por ejemplo, como una función de la corriente de carga.

5 Cuando el conmutador Q1 (Figura 3B) está cerrado, el devanado primario W1 se conecta a la salida de CC del rectificador de puente. Esto provoca que la corriente primaria fluya a través del devanado primario W1 que acumula el flujo magnético y energía en el transformador T1. Durante esta condición, una tensión se induce en los devanados secundarios W4 y W5 (Figura 3C) del transformador T1. Durante este tiempo, un diodo D8 (Figura 3B), conectado entre la polaridad negativa del devanado primario W1 y la salida del rectificador de puente, está apagado. Mientras el conmutador Q1 (Figura 3B) está cerrado, el diodo D6 (Figura 3C), conectado a la polaridad positiva del devanado secundario W5, también estará apagado, evitando por lo tanto que un condensador de salida C4 se cargue. El diodo D13, diodo D14 y D16 estarán encendidos porque los devanados W2 y W4 tienen la misma polaridad que el devanado W1. Por lo tanto, los condensadores C7, C8 y C20 se cargarán.

15 Cuando el conmutador Q1 (Figura 3B) está abierto, el diodo D8 se enciende para restringir la punta de tensión, provocada por la inductancia de fuga del transformador T1, a un nivel seguro para el FET a través del resistor R10 y los resistores paralelos R5A y R5B y el condensador C5. Esto provoca que tensiones positivas a través del devanado de polarización W3 y el devanado secundario W4, que, a su vez, enciende el diodo D5 (Figura 3B) permiten que el condensador C8 se cargue para suministrar potencia a U1; esto también enciende el diodo D6 (Figura 3C) permitiendo que el condensador de salida C4 se cargue y suministre corriente de carga a la batería. El diodo D7 también se enciende lo que proporciona potencia al relé RLY1 por medio de un resistor R31. Con potencia al relé RLY1, el contacto de relé es capaz de cerrarse permitiendo que se entregue corriente a la batería cuando el microcontrolador 32 envía una señal para encender el transistor Q5. Un diodo D15 puede conectarse a través del relé RLY1 para actuar como un supresor durante conmutación del relé RLY1. El relé está bajo el control de una señal de control de relé Relé Ctr por medio de un resistor R32 y un conmutador Q5.

25 Los bornes de salida de cargador de batería Vb<sup>+</sup> y Vb<sup>-</sup> 25 se conectan en paralelo a través del condensador de salida C4, que suministra la corriente de carga a una celda de batería (no mostrado) conectada a los bornes de salida de cargador de batería Vb<sup>+</sup> y Vb<sup>-</sup> 25 cuando el conmutador Q1 está cerrado. Cuando el conmutador Q1 está abierto, el devanado secundario W5 a través del diodo D6 carga el condensador de salida C4 y suministra la corriente de carga a la batería también. Como se analiza en más detalle a continuación, los tiempos de encendido y apagado del conmutador Q1 se controlan mediante el circuito conductor de frecuencia variable 42, analizado a continuación.

35 **Circuito conductor de frecuencia variable**

40 El circuito conductor de frecuencia variable 42 (Figura 1) se ilustra en las Figuras 3B y 3C e incluye un controlador de PWM U1, por ejemplo, un controlador de PWM de Fairchild Modelo SG6859A para convertidores de retorno. Otros controladores de PWM también son adecuados. El controlador de PWM U1 incluye una función de modo de ahorro de energía que disminuye la frecuencia de conmutación en condiciones de poca carga y sin carga. El circuito de realimentación 43 consiste en un circuito de realimentación de tensión y un circuito de realimentación de corriente. El circuito de realimentación de tensión se forma mediante el resistor R21, diodo de zener ZD1 y un optoacoplador U2. El circuito de realimentación de tensión limita la tensión V<sub>in</sub> al valor predeterminado, por ejemplo, 45 16,2 V. El circuito de realimentación de corriente se forma mediante los resistores detectores de corriente R11A y R11B, los condensadores C3, C9 y C19, los resistores R14, R22, R50 y R27, un amplificador operacional U4A, un diodo d10, y un optoacoplador U2. El optoacoplador U2 combina juntas la señal de realimentación de tensión y señal de realimentación de corriente, a continuación envía la misma al terminal FB del controlador de PWM U1. Una vez que la señal de realimentación en terminal FB de U1 excede un umbral, la frecuencia de conmutación disminuye para conservar potencia durante condiciones de poca carga y sin carga. Para el anteriormente mencionado controlador de PWM, U1, la frecuencia puede variar entre 20 KHz y 100 KHz. Descender la frecuencia de conmutación dramáticamente reduce el consumo de potencia.

55 El circuito de realimentación de corriente incluye un amplificador de diferencia U4A (Figura 3C) y un optoacoplador U2 (Figura 3C) conectado a un terminal de realimentación FB (Figura 3B) del controlador de PWM U1. El amplificador de diferencia U4A (Figura 3C) compara la tensión del resistor detector de corriente R11A, que representa la corriente de carga con una señal de referencia. En este caso, la señal de referencia se forma mediante la señal PWM Ctr, que viene desde el microcontrolador 32, a través del circuito de filtro RC que consiste en el resistor R27 y un condensador C3. La salida del amplificador de diferencia U4A se aplica al optoacoplador U2.

60 El controlador de PWM U1 (Figura 3B) opcionalmente incluye una "función de modo de ahorro de energía", por ejemplo, como se proporciona por medio de un controlador de PWM de Fairchild Modelo SG6859A o equivalente. La función de modo de ahorro de energía provoca que el PWM automáticamente reduzca la frecuencia de la conmutación del conmutador Q1 como una función de la corriente de carga. En condiciones de corriente de carga relativamente bajas, se reduce la frecuencia del controlador de PWM U1. En condiciones sin carga, la frecuencia se reduce adicionalmente mediante un número de saltos de ciclos de conmutación. Reducir la frecuencia y eliminar

ciclos de la conmutación del conmutador Q1 reduce las pérdidas de potencia.

Como se menciona anteriormente, el circuito cargador de alta frecuencia 22 tiene dos modos de control, modo de control de tensión y modo de control de corriente. Antes de que el microcontrolador 32 cierre el relé RLY1 (Figura 3C), el cargador de alta frecuencia 22 funciona en el modo de control de tensión. En este modo, el resistor R21 se conecta en serie al diodo de zener ZD1. La conexión en serie se conecta entre la salida del amplificador de diferencia U4A y la tensión positiva de batería  $V_b^+$ . Ya que el relé RLY1 está abierto, no hay corriente desde el cargador de alta frecuencia 22 a batería, la tensión del amplificador U4A (Figura 3C) es baja, que provoca que el diodo D10 se apague. Por lo tanto, únicamente el resistor R21 detecta la tensión  $V_{in}$  y aplica la señal de realimentación de tensión a través de ZD1 al optoacoplador U2. Siempre que la tensión  $V_{in}$  es mayor que el valor predeterminado, por ejemplo, 16,2 V, el diodo de zener ZD1 se encenderá, que, a su vez, enciende el optoacoplador U2, que ajusta la tensión en terminal FB del controlador de PWM 42. De esta manera, la tensión  $V_{in}$  se mantiene en el valor predeterminado, así llamado modo de control de tensión. Cuando el relé RLY1 se cierra, una corriente de carga fluye al borne de batería positivo  $V_b^+$  y vuelve del borne de batería negativo  $V_b^-$ . Los resistores detectores de corriente R11A y R11B detectan la corriente de carga y envían la señal de corriente al terminal no invertido 3 del amplificador U4A a través del filtro RC que consiste del resistor R22 y condensador C19. El amplificador U4A compara la señal de corriente de carga en el terminal 3 con un establecimiento de señal de corriente objetivo en el terminal de entrada de inversión 2 de U4A que viene desde la señal marcada como "PWM Ctr" desde el microcontrolador 32 a través del conector CN1, el filtro RC que consiste en los resistores R27 y R50 y el condensador C3. Si la señal de corriente de carga en el terminal 3 de U4A es mayor que la señal de corriente objetivo, en el terminal 2 de U4A, que se establece mediante el microcontrolador 32, la tensión de salida en el terminal 1 de U4A se vuelve alta, el diodo D10 se enciende, que, a su vez, ajusta la tensión en terminal FB del controlador de PWM 42. Por lo tanto, la corriente de carga se mantiene en la señal de corriente objetivo establecida mediante el microcontrolador 32 cuando el cargador está en el modo de control de corriente. Ya que la tensión de una batería de 12 V es más baja que la tensión predeterminada  $V_{in}$  que se decide mediante el modo de control de tensión, por lo tanto, el modo de control de tensión está inactivo durante el modo de control de corriente. Un condensador C10 también se conecta al terminal de realimentación FB del controlador de PWM U1 para estabilización de tensión.

El controlador de PWM 42 tiene dos diferentes modos de operación de acuerdo con el nivel de tensión en su terminal FB. Son "Modo de ahorro de energía" y "Modo Normal". Cuando la tensión en terminal FB del controlador de PWM 42 cae en un cierto intervalo, por ejemplo, 2,2 voltios ~ 2,8 voltios, el controlador de PWM entra en "Modo de ahorro de energía". Dentro del Modo de ahorro de energía, la frecuencia de operación del controlador de PWM desciende linealmente a medida que la tensión en FB aumenta debido al descenso de carga de carga. Por lo tanto, las pérdidas de potencia en el conmutador FET Q1, el transformador T1 y el diodo de salida D6 desciende a medida que la frecuencia PWM disminuye, y conduce a mayor eficiencia en condiciones de poca carga. A medida que la carga de carga aumenta, la tensión en terminal FB del controlador de PWM disminuye. Cuando la tensión en terminal FB cae por debajo de cierta tensión especificada mediante el controlador de PWM 42, por ejemplo, 2,2 voltios, el controlador de PWM 42 entra en "Modo Normal", lo que significa que el controlador de PWM funcionará a la máxima frecuencia de operación predeterminada por el resistor R18.

Un condensador C19 (Figura 3C) se conecta al borne de entrada no inverso del amplificador de diferencia U4A y tierra OGND para filtrar el ruido desde la señal corriente de carga. Otro condensador C9 se conecta entre el borne inversor del amplificador de diferencia U4A y la salida y forma un bucle de realimentación negativo usado para estabilizar la tensión de salida del amplificador de diferencia U4A.

El borne de fuente de alimentación  $V_{cc}$  (Figura 3B) del controlador de PWM U1 se conecta a través de la salida del rectificador de puente por medio de un par de resistores conectados en serie R6 y R9 y un condensador C8. El borne de tierra GND en el controlador de PWM U1 se conecta a la tierra de lado positivo PGND. Un resistor R18 se conecta al terminal RI del controlador de PWM U1 para crear una fuente de corriente constante y determinar la frecuencia de conmutación nominal. Un terminal de detección de corriente CS detecta la tensión a través del resistor R19A y R19B a través de resistor R17, conectado al lado de polaridad positiva del devanado de retorno W3 a través de FET Q1 para protección contra sobrecorriente. El resistor R17 forma un divisor de tensión con el resistor R15. El terminal CS también se conecta a tierra PGND por medio de un condensador C11. A terminal de accionamiento de puerta GDR se conecta a la puerta del conmutador Q1 por medio de un resistor R13 y diodo paralelo D9.

### **Operación de baja tensión**

El cargador de batería híbrido 20 permite operación normal hasta tensiones de batería muy bajas, por ejemplo, reducida hasta 1,0 voltios de CC. En particular, la tensión de fuente de alimentación para el microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) se obtiene a partir de una tensión, identificada como  $V_a$  (Figura 3C). Durante condiciones cuando la batería está totalmente descargada, por ejemplo, reducida a 1 voltio CC, la batería descargada esencialmente cortocircuita el devanado secundario W5 y disipa la energía almacenada en el transformador. Durante condiciones cuando el devanado secundario se cortocircuita, el devanado de polarización W3 también se cortocircuitará de forma efectiva porque tiene la misma polaridad que el devanado secundario W5.

Normalmente, el suministro de tensión  $V_a$  para el microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) normalmente se alimentaría desde el devanado secundario W5 por medio del diodo D7 (Figura 3C). Cuando el devanado secundario W5 se cortocircuita mediante una batería descargada totalmente, la tensión  $V_a$  se vuelve demasiado baja para mantener la tensión de suministro de 3,3 voltios de CC para que el microcontrolador 32 provoque que el microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) actúe probablemente erráticamente. Por la misma razón, el devanado de polarización W3 no puede mantener una tensión lo suficientemente alta en el condensador C8 provocando que el controlador de PWM U1 tampoco opere normalmente.

Para resolver este problema, se usan un par de devanados de polarización W2 y W4 con las polaridades opuestas a devanados W3 y W5 para proporcionar la tensión de fuente de alimentación apropiada al microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) y al controlador de PWM U1 (Figura 3B) durante una condición cuando la batería está totalmente descargada. En particular, el devanado W3 (Figura 3C) se conecta a un diodo D5 (Figura 3B) y un resistor acoplado en serie R4 que se acoplará a la fuente de alimentación terminal VCC del controlador de PWM U1. De manera similar, el devanado W2 se acopla a un resistor R35 y un diodo D13 también acoplado a la fuente de alimentación terminal VCC del controlador de PWM U1. La fuente de alimentación terminal VCC del controlador de PWM U1 se acopla entre un par de resistores acoplados en serie R6 y R9 y tierra por medio de un condensador C8. Durante condiciones cuando el devanado secundario W5 del transformador T1 se cortocircuita, los devanados de polarización W2 y W4 aún obtendrán potencia desde el devanado primario W1, de modo que el controlador de PWM U1 y microcontrolador 32 puede mantenerse funcionando normalmente.

Durante el tiempo que el impulso de accionamiento de PWM sube, el FET Q1 se enciende conectando el borne sin puntos del devanado primario W1 al carril positivo de la tensión de CC en el condensador C2. Esto provoca que una corriente que fluye desde el borne sin puntos al borne con puntos del devanado W1, que, a su vez, induce corrientes que fluyen fuera de los bornes sin puntos en devanados W2, W3, W4 y W5, respectivamente. Considerando la polaridad del diodo en cada devanado, únicamente los diodos D13, D14 y D16, que se conectan a devanados W2 y W4, respectivamente, se encenderá para permitir la carga de los condensadores C8, C7 y C20. Los diodos D5 y D6, que se conectan a devanados W3 y W5 respectivamente, se apagarán. Los devanados W2 y W4 también se llaman "Devanados Directos", mientras los devanados W3 y W5 se conocen como "Devanados de Retorno". Ya que los diodos D5 y D6 están apagados, la energía inducida se almacenará en los devanados de retorno W3 y W5 durante el periodo del FET Q1 encendido. Cuando el controlador de PWM U1 apaga el impulso de accionamiento, el FET Q1 se apagará desconectando Q1 de la tensión de CC en el condensador C2. Por lo tanto, los devanados directos W2 y W4 perderán potencia también y los diodos D13, D14 y D16 se apagarán. Mientras tanto la energía almacenada en los devanados de retorno W3 y W5 durante FET Q1 encendido, forzará que los diodos D5 y D6 sean polarización directa y enciendan los dos diodos, proporcionando por lo tanto corriente de cargas al condensador C8 y C4 respectivamente. En resumen, en un ciclo PWM, durante el impulso de accionamiento de PWM alto, el controlador de PWM U1 obtiene potencia del devanado W2 a través del resistor R35, diodo D13 y el condensador C8 y la fuente de polarización  $V_a$  al circuito de control. El microcontrolador 32 obtiene potencia del devanado W4 a través de diodo D14, resistor R7 y condensador C7. Durante el impulso de accionamiento de PWM bajo, el controlador de PWM U1 obtiene potencia del devanado W3 a través del diodo D5, el resistor R4 y el condensador C8; mientras la fuente de polarización  $V_a$  obtiene potencia del devanado W5 a través de diodo D6, resistor R26, diodo D7 y condensador C7. Por lo tanto, existen dos trayectorias para suministrar potencia al controlador de PWM U1 y la potencia de polarización  $V_a$  respectivamente. Incluso cuando el cargador de alta frecuencia 22 se cortocircuita mediante batería descargada totalmente, que significa que el controlador de PWM U1 y la potencia de polarización  $V_a$  perderán una trayectoria de potencia que es a través de devanado W3, diodo D5, resistor R4 y condensador C8 y a través de devanado W5, diodo D6, resistor R26, diodo D7 y condensador C7 respectivamente, pero aún puede obtener potencia desde otra trayectoria y seguir funcionando correctamente.

El amplificador operacional U4A proporciona limitación de corriente. En otras palabras, durante condiciones cuando la batería está totalmente descargada, el amplificador operacional U4A exporta una señal alta al optoacoplador U2 a través del diodo D10 y el resistor R14. Si la corriente de carga a la batería es más que el valor establecido por el microcontrolador 32, el terminal FB de tensión del controlador de PWM U1 reducirá el ciclo de trabajo de PWM y la corriente de carga se limita al valor de establecimiento.

Como se muestra en la Figura 4A, la tensión  $V_a$  se usa para generar una tensión de suministro de 3,3 voltios de CC para el microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F). La tensión del regulador U3 se controla mediante los resistores R53 y R56. En este caso, el regulador U3 genera 3,3 voltios, que se aplica a la entrada VDD del microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F). La tensión  $V_a$ , por ejemplo, 15 voltios de CC, se aplica al emisor de un transistor Q6 (Figura 4A). Un resistor de polarización R26 se conecta entre la base y emisor del transistor Q6. El transistor Q6 está bajo el control de un transistor Q11, que, a su vez, está bajo el control del microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) por medio de una corriente que limita resistor R34 (Figura 4A) y un resistor de carga R31. Durante operación normal, la pantalla LED D3 y la mayoría de los LED LED7-LED1717 están apagados. Para ahorrar consumo de energía, los transistores Q11 y Q6 se apagan por el microprocesador PC1, a continuación el regulador de tensión U3 se conecta únicamente a  $V_a$  a través de resistor R27. Ya que el valor de resistor R27, por ejemplo, 1 K $\Omega$ , es relativamente alto, limita la corriente al regulador de tensión U3, a su vez, ahorra consumo de energía. Cuando usuarios quieren encender la pantalla LED D3 y otros LED, los conmutadores SW3 o SW4 están presionados. El microprocesador PC1 necesita más potencia del regulador de tensión de 3,3 V U3 para hacerlo. Si

el regulador de 3,3 V U3 únicamente aún obtiene potencia del resistor R27, la potencia no será suficiente para suministrar al microprocesador PC1 y otros LED. Cuando el microprocesador PC1 detecta que los conmutadores SW3 o SW4 están presionados, enciende el transistor Q11 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F). El transistor Q11 (Figura 4A), a su vez, enciende el transistor Q6, conectando por lo tanto la tensión Va al condensador C7. Ahora la tensión Va se aplica a un regulador de derivación de precisión ajustable U3 no únicamente por medio del resistor R27 sino también mediante un resistor R32 cuyo valor es mucho más pequeño que resistor R27. Por lo tanto, la tensión regular U3 obtiene más potencia de Va para cumplir la necesidad de más potencia al microprocesador PC1 y los LED.

**Construcción de transformador de retorno**

Como se ha mencionado anteriormente, el transformador de retorno T1 incluye un par de devanados de polarización W2 y W3 y devanado de polarización W4. Estos devanados se usan para proporcionar potencia al microcontrolador 32 así como el controlador de PWM U1 durante condiciones cuando la tensión de batería está realmente baja, por ejemplo, 1,0 voltios de CC. Como se ha analizado a continuación, los devanados se identifican como exponen a continuación.

Devanado	Nombre	Tipo
½W1	NP1	Primario
W2	NP3	Primario/Polarización
W3	NP4	Primario/Polarización
W4	NS1	Secundario/Polarización
W5	NS2	Secundario
½W1	NP2	Primario

Dibujos de construcción ilustrativos del transformador de retorno T1 se ilustran en las Figuras 8A y 8B. Haciendo referencia primero a la Figura 8A, el transformador de retorno T1 puede incluir dos (2) devanados primarios NP1 y NP2, dos devanados de polarización NP3 y NP4 y dos (2) devanados secundarios NS1 y NS2. El devanado de polarización NP4 se enrolla primero en un extremo de la bobina en alambre de múltiples filamentos para cubrir toda la anchura de devanado de la bobina en una capa, por lo tanto, este devanado de polarización funciona como una capa de protección para mejorar el rendimiento de EMC. Además, el devanado primario principal se enrolla a continuación y en dirección de enrollamiento opuesta a este devanado de polarización de retorno NP4. Mejora el rendimiento de EMC adicionalmente. Ya que este devanado de polarización NP4 es el más cercano al núcleo de ferrita del transformador T1 y actúa como un blindaje de ECM, bloquea el ruido, creado en el devanado primario W1, para alcanzar el núcleo de transformador, a su vez, reduce ruido de EMC. Además, el borne más ruidoso 2 del devanado primario W1 se dispone para enrollarse frente al borne más silencioso 5 que se conecta a la tierra PGND (Figura 3B, 3C), esto mejora el rendimiento de EMC adicionalmente. Todos los devanados se enrollan con las polaridades como se muestra en la Figura 8A. En este caso, el devanado primario W1 se divide en dos porciones, NP1 y NP2, que se explicarán en detalle en la siguiente sección. En particular, un devanado NP3 se conecta con la misma polaridad como el devanado primario W1 y el otro devanado NP4 se conecta en la polaridad opuesta. De manera similar, el devanado secundario NS2 se conecta con la misma polaridad que el devanado primario W1 y el otro devanado de polarización secundario NS1 se conecta en la polaridad opuesta. Esta configuración permite que los devanados de polarización primarios NP3 y NP4 y el devanado de polarización secundario NS2 suministren suficiente tensión al controlador de PWM U1 y el microcontrolador respectivamente incluso si la tensión de batería es baja.

Un diagrama de devanado se muestra en la Figura 8B que ilustra una configuración ilustrativa de los devanados en una bobina. Como se muestra, el devanado primario W1 se divide en dos porciones, NP1 y NP2. Un devanado secundario NS1 se intercala entre el medio devanado primario NP1 y otro medio devanado primario NP2. De esta manera, la inductancia de fuga entre el devanado primario W1 y el devanado secundario NS1 se reduce en gran medida, que, a su vez, reduce la punta de tensión al FET Q1 cuando FET Q1 se apaga. Una cinta de aislamiento puede disponerse entre el devanado NP3 y los devanados secundarios NS1 y NS2. Los devanados secundarios NS1 y NS2 se conectan entre los 9 y 10 y 9 y 7, respectivamente. Una cinta aislada se dispone entre el devanado primario NP1 y el devanado de polarización NP4.

Se usa alambre magnético para los devanados primarios NP1 y NP2 y los devanados de polarización NP3 y NP4. Se usa alambre de triple aislamiento para los devanados secundarios NS1 y NS2. Las especificaciones para el transformador T1 se exponen a continuación.

**Lista de materiales**

- Núcleo de ferrita
- Bobina
- Alambre magnético
- Alambre de triple aislamiento
- Cinta de aislamiento

**Especificación de devanado**

- NP4: 9 vueltas de 4x alambre magnético n.º 32 (4x = 4 alambres en paralelo), una capa, iniciar 6 en lado alejado → 5.
- 5 • NP1: 27 vueltas de 2x alambre magnético n.º 29, dos capas, iniciar 2 → 3.
- NS1: 9 vueltas de 2x alambre de triple asilamiento n.º 22, dos capas, iniciar 10 → 9.
- NP2: 27 vueltas de 2x alambre n.º 29, dos capas, iniciar 3 → 1
- NS2: 4 vueltas de 1x alambre de triple asilamiento, una capa, extendido, iniciar 9 → 7.
- 10 • NP3: 4 vueltas de 1x alambre magnético n.º 32 en la misma capa que NP3, iniciar 5 (lado alejado) → 4.

**Control de microcontrolador**

El microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) puede ser un microcontrolador Modelo N.º STM8S003K3T6, disponible en STMicroelectronics con 8 Kbyte de memoria flash, 1 kilobyte de RAM y 128 bytes de EEPROM. El microcontrolador 32 controla una pantalla de tres dígitos D3 (Figura 4c) por medio de una pluralidad de transistores Q10, Q9 y Q7 y resistores de polarización R33, R30 y R28, respectivamente. Los transistores Q10, Q9 y Q7 están bajo el control de señales de MUX MUX3, MUX2 y MUX1 que conectan los ánodos de los LED que forman la pantalla a una CC de 3,3 voltios. Los cátodos de los LED que forman la pantalla se conectan a los puertos de salida PD7, PD6, PD5, PD4, PD3, PD2 y PD0 en el microcontrolador 32 por medio de los resistores R38, R39, R40, R41, R42, R43, R44 y R45, respectivamente. Estos puertos de salida PD7, PD6, PD5, PD4, PD3, PD2 y PD0 controlan la operación de la pantalla LED.

El microcontrolador 32 también controla un número de LED como se muestra en la Figura 4D. Por ejemplo, el microcontrolador 32 controla los LED; LED7, LED8, LED9, LED10, LED 11, LED 12 y LED 13 por medio de un transistor Q8, un resistor de polarización R25 y un resistor de entrada R29. Una señal de MUX4 del microcontrolador 32 se aplica a la entrada resistor R29 para conectar una tensión de 3,3 voltios de CC al ánodo de los LED7, LED8, LED9, LED10, LED 11, LED 12 y LED 13. Los cátodos de los LED7, LED8, LED9, LED10, LED 11, LED 12 y LED 13 se conectan a los puertos de salida PD7, PD6, PD5, PD4, PD3, PD2 y PD0 en el microcontrolador 32 por medio de los resistores R38, R39, R40, R41, R42, R43 y R44, respectivamente. Estos puertos PD7, PD6, PD5, PD4, PD3, PD2 y PD0 controlan la operación de los LED7, LED8, LED9, LED10, LED 11, LED 12 y LED 13.

El microcontrolador 32 también controla los LED; LED 14 (Figura 4F), LED 18 y LED 16. Estos LED se conectan a puertos de salida PC3, PC2 y PC1 en el microcontrolador por medio de los transistores Q12, Q13 y Q14, resistores de carga R48, R49 y R51 y la entrada resistores R50, R52 y R36. De manera similar, el microcontrolador 32 controla los LED; LED17 y LED15. Una tensión de 3,3 voltios de CC se conecta a los ánodos de los LED, LED17 y LED15 por medio de un par de resistores R46 y R47, respectivamente. Los cátodos de los LED, LED 17 y el LED 15 se aplican a los puertos de salida PB4 y PB5, respectivamente.

El microcontrolador 32 también supervisa diversos conmutadores, tales como los conmutadores SW3 (Figura 4A) y SW4. Estos conmutadores SW3 y SW4 se conectan entre tierra y los puertos de salida PB3 (Figura 4E) y PB2, respectivamente.

Una cantidad escalada de la tensión de batería se aplica a un puerto de entrada PB0 del microcontrolador 32. La tensión de batería se escala mediante un divisor de tensión formado a partir de los resistores R35 y R54. Un diodo D4 se conecta entre los resistores R35 y R54 y 3,3 voltios de CC. Un diodo D5 se conecta en paralelo con el resistor R54. Esta tensión analógica en el puerto PB0 se convierte a continuación a un valor digital mediante un convertidor de analógico a digital incorporado en el microcontrolador 32. Cuando el valor escalado de la tensión de batería excede de 3,3 voltios, el diodo D4 conduce de modo que la tensión escalada se restringe a 3,3 voltios para proteger el puerto PB0 de daño por sobretensión. El diodo D5 debe proteger el puerto PB0 de daño cuando se conecta una batería de polaridad inversa al circuito cargador, también protege el microprocesador de daño por una descarga eléctrica estática.

El terminal de tierra VSS se conecta al terminal de reinicio NRST por medio de un condensador C8 y conecta a tierra digital. El reinicio se mantiene en un estado lógico alto por medio de una tensión de 3,3 voltios de CC y un resistor elevador R37. El terminal de VDD es el terminal de fuente de alimentación digital. Una tensión de 3,3 voltios de CC se aplica al terminal de VDD. Un condensador C9 conectado entre el terminal de VDD y la tierra digital estabiliza la entrada tensión al microcontrolador 32. Un condensador C10 se conecta entre un terminal condensador regulador Vcap y tierra digital. La programación del microcontrolador 32 es por medio del puerto de SWIM PD1.

En la tabla a continuación se exponen señales de control de salida generadas por el microcontrolador 34.

Nombre de Señal	Puerto	Número de Terminal
MUX3	PA3	7
MUX4	PF4	8
VENTILADOR Ctr	PB6	10

Relé Ctr	PC6	23
Fase Ctr.	PC5	22
PWM Ctr.	PC4	21

En la tabla a continuación se exponen entradas al microcontrolador 32.

Nombre de Señal	Puerto	Número de Terminal
Corriente	PB1	15
Cero Crs	PE5	17
Tensión de batería	PB0	16

5 Conexiones entre el microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) y la circuitería electrónica son por medio de conectores de 10 terminales CN1 (Figura 3G) y CN2 (Figura 4A).

10 El microcontrolador 32 (Figuras 4B, 4C, 4E y 4F) tiene múltiples modos de baja potencia. Por ejemplo, el microcontrolador 32 puede tener modos de baja potencia de espera, parada activa y parada como se exponen a continuación. Para un microcontrolador de STMicroelectronics, Modelo STM8S003K3T6, estos modos se definen en sus fichas de datos de aplicación STM8S003K3 / STM8S003F3, DOCID018576, Rev. 3:

- 15 • **Modo de espera:** En este modo, la CPU se detiene, pero periféricos se mantienen en funcionamiento. La activación se realiza mediante una interrupción interna o externa o reinicio.
- 20 • **Modo de parada activa con regulador encendido:** En este modo, la CPU y relojes periféricos se detienen. Una activación interna se genera en intervalos programables mediante la unidad de auto activación (AWU). El regulador de tensión principal se mantiene encendido, así que el consumo de corriente es mayor que en modo de parada activa con regulador apagado, pero el tiempo de activación es más rápido. La activación se acciona mediante la interrupción de AWU interna, interrupción externa o reinicio.
- 25 • **Modo de parada activa con regulador apagado:** Este modo es el mismo que parada activa con regulador encendido, excepto que el regulador de tensión principal está apagado, así que el tiempo de activación es más lento.
- **Modo de parada:** En este modo el microcontrolador usa la potencia mínima. La CPU y relojes periféricos se detienen, el regulador de tensión principal está apagado. La activación se acciona mediante evento externo o reinicio.

30 Otra característica importante es la capacidad de situar el microcontrolador 32 (Figura 4B, 4C, 4E y 4F) en un modo de parada o suspensión. En este modo, el microcontrolador 32 consume la mínima cantidad de potencia. El microcontrolador 32 puede activarse aplicando un reinicio. Esto puede hacerse aplicando una señal al terminal de NRST por medio del conector J2 (Figura 4B). Una presión de conmutador puede usarse para activar el microcontrolador 32. Como alternativa, puede usarse una señal de un temporizador de reloj interno.

35 El microcontrolador 32 se programa mediante un terminal de SWIM (Figura 4C) en el microcontrolador 32. El terminal de SWIM en el microcontrolador 32 se conecta al terminal de SWIM 3 en el cabezal J2

### Control de ventilador

40 Para proporcionar refrigeración al cargador de batería 20, puede proporcionarse un ventilador M2 (Figura 3D). El ventilador M2 puede ser un ventilador de 12 voltios de CC conectado a Vin y tierra OGND por medio de un transistor Q7. Una señal Ventilador Ctr se aplica a la entrada del transistor Q7 por medio de un resistor de entrada R48. Siempre que la señal Ventilador Ctr. es alta, el ventilador M2 se enciende. Un diodo D20 se conecta a través del ventilador M2 para proteger el transistor Q7 de la contra EMF generada cuando el motor M2 se apaga proporcionando una trayectoria de corriente a través del diodo D20 y el motor M2.

### Software Control

50 Diagramas de control de software ilustrativos se ilustran en las Figuras 7A-7L. El Bucle Principal se ilustra en la Figura 7A. La inicialización del cargador híbrido 20 se ilustra mediante el bloque 100. En el encendido del cargador híbrido 20, el sistema se inicializa. La inicialización incluye establecer puertos de entrada/salida, inicializar los convertidores analógicos/digitales, iniciar el reloj y el temporizador de vigilancia e inicializar variables de interrupciones y de sistema. Después de la inicialización, se lleva a cabo una prueba de verificación en la etapa 120. La prueba de verificación implica simular una carga de batería durante un periodo de tiempo predeterminado, por ejemplo, 20-30 minutos, para descubrir problemas no detectados durante una prueba de fábrica.

55 Después de la etapa de verificación, el sistema entra en un bucle 120 que incluye las etapas 120-136. Estas etapas 120-136 se repiten continuamente mientras una batería se está cargando.

Inicialmente, el temporizador de vigilancia se reinicia en la etapa 124. A continuación, en la etapa 126, el conmutador de tasa de carga SW3 (Figura 4) y el conmutador de tipo de batería SW4 se leen mediante el microcontrolador 32 para determinar el tipo de batería seleccionado y la tasa de carga seleccionada. A continuación, en la etapa 124, la tensión de batería se lee desde el puerto PB0. Después de que la tensión de batería se lee en la etapa 124, el sistema comprueba la conexión de batería en la etapa 130. La conexión de batería se basa en la tensión de batería que se lee en la etapa 124. Si la tensión de batería es mayor que un valor predeterminado, por ejemplo, 0,2 voltios de CC, el sistema supone que una batería se conecta a los bornes de salida de cargador de batería Vb<sup>+</sup> y Vb<sup>-</sup>. Si la tensión es menor de 0,2 voltios de CC, el sistema supone que no se conecta ninguna batería y el sistema regresa a etapa 124 y lee la tensión de batería de nuevo. El sistema entrará en bucle entre etapas 128 y 130 hasta que se lea una tensión de al menos 0,2 voltios de CC. Una vez que el sistema determina que una batería se conecta a los bornes de salida de cargador de batería Vb<sup>+</sup> y Vb<sup>-</sup>, el sistema procede al operador de carga en la etapa 132 y carga la batería. Como se indica en el bloque 132, el operador de carga se ilustra en las Figuras 7A-7J. Después de que se ejecuta la rutina de operador de carga, el sistema determina en la etapa 134 el estado de la carga de batería midiendo la tensión de batería y corriente de carga y comparando la misma con los valores en las curvas de carga de tensión y corriente nominal, por ejemplo, como se ilustra en las Figuras 2 y 3 para determinar el punto de corriente en esas curvas de la batería y usando ese punto para determinar el porcentaje completo de la carga de batería. Una vez que se determina el porcentaje de carga de batería, se visualiza en la pantalla D3 (Figura 4) en la etapa 136 mediante un operador de visualización y el LED17 se ilumina para indicar que se está visualizando un porcentaje completo de la carga de batería.

Como se ha mencionado anteriormente, el operador de carga se ilustra en las Figuras 7A-7J. Haciendo referencia de manera inicial a la Figura 7B, el operador de carga está en un estado inicial. En el estado inicial INIC\_estado, el triodo Q4 (Figura 3F o como alternativa SCR Q4 y Q8 (Figura 5) se apaga. Los LED, LED 7-LED 18 (Figura 4), se apagan. El ventilador M2 también se apaga. El sistema a continuación cambia a un estado de COMPROBAR\_BATE, como se ilustra en la Figura 7B.

Volviendo a la Figura 7B, una vez que el sistema entra en el estado COMPROBAR\_BATE, la tensión de batería se comprueba en la etapa 140 para determinar si es mayor que, por ejemplo, 0,2 voltios de CC. Cada bucle a través del bucle principal, la tensión de batería se mide durante un periodo de tiempo predeterminado, por ejemplo, 3 segundos. Por lo tanto, cada bucle a través del bucle principal, un Temporizador de Carga Total o temporizador de 3 segundos se inicializa. Si la tensión de batería es menor que, por ejemplo, 0,2 voltios de CC, un temporizador de 3 segundos se reinicia y el sistema se cierra indicando que no hay batería conectada. Si la tensión de batería es mayor de 0,2 voltios de CC, el sistema supone que una batería se conecta al cargador de batería e ilumina el LED de Conectado 14. Si la tensión es igual a o mayor que, por ejemplo, 17,0 voltios de CC, como se indica mediante el bloque 144, el sistema supone que la batería está totalmente cargada y reinicia el temporizador de 3 segundos en la etapa 142 y a continuación se cierra e ilumina el LED16 de Cargado. Como alternativa, si la tensión de batería es menor de 17,0 voltios de CC, el sistema comprueba en la etapa 146 para determinar si el temporizador de 3 segundos ha expirado lo que indica que debe iniciarse un nuevo bucle a través del bucle principal, si el temporizador de 3 segundos no ha expirado, el sistema continúa a la etapa 148 y enciende el LED18 de Cargando (Figura 4), enciende el ventilador M2 (Figura 3) por medio de la Señal Ventilador Ctr., disponible en el puerto PB6 (Figura 4) del microcontrolador 32. La tensión de batería se guarda como la variable Vorg. El sistema también borra el temporizador de Carga Total, es decir temporizador de 3 segundos y establece la carga apropiada como se establece mediante el conmutador SW3 (Figura 4A).

Tres diferentes tasas de carga son seleccionables por el conmutador SW3, a saber, tasas de carga LENTA, MEDIA y RÁPIDA, así como INICIO, que se refiere a corriente de arranque. Si una tasa de carga RÁPIDA se selecciona tanto el circuito cargador de alta frecuencia 22 (Figura1) como el circuito cargador de batería lineal 24, se conectan en paralelo a los bornes de batería 25. Suponiendo que el circuito de carga de batería lineal 24 puede producir una CC de 10 amperios ilustrativa y el circuito de batería de alta frecuencia puede producir una CC de 2 amperios ilustrativa, una CC de 12 amperios completa puede suministrarse una batería en este modo, que por cierto define el cuarto modo de operación analizado anteriormente.

Durante este modo, el contacto de relé RLY1 está cerrado conectando el circuito cargador de alta frecuencia 22 a los bornes de salida 25 de cargador de batería. En este modo, el microcontrolador 32 proporciona una señal de control "Relé Ctr." que controla un transistor Q5, que, a su vez, controla el relé RLY1 para conectar el circuito cargador lineal 24 a los bornes de salida 25 de cargador de batería durante este modo.

Durante una tasa de carga RÁPIDA o cuarto modo de operación, el microcontrolador 32 envía una señal "Fase Ctr." al triodo Q4 (Figura 3F) o como alternativa los SCR Q4 y Q8 (Figura 5) en el momento apropiado para suministrar la corriente de carga correcta a la batería a cargar.

Si el conmutador SW3 selecciona una tasa de carga MEDIA (Figura 4), únicamente se usa el circuito cargador lineal 24 para cargar una batería conectada a los bornes de salida 25 de cargador de batería. Durante este modo, identificado anteriormente como el segundo modo, únicamente el circuito cargador de batería lineal 24 se conecta a los bornes de salida 25 de cargador de batería. El circuito cargador de batería de alta frecuencia 22 se desconecta de los bornes de salida 25 de cargador de batería por medio de un contacto de relé RLY1 bajo el control de un relé

RLY1, que, a su vez está bajo el control de un transistor Q5. El transistor Q5, a su vez se controla mediante una señal "Relé Ctr." del microcontrolador 32. Durante este modo, el circuito de carga de batería lineal 24 proporciona corriente de carga de batería a la batería a cargar, como se ha mencionado anteriormente.

5 Si una tasa de carga LENTA se selecciona, únicamente el circuito cargador de alta frecuencia 22 se conecta a los bornes de salida 25 de cargador de batería durante este modo de operación, identificado anteriormente como un tercer modo de operación. Durante este modo de operación, el triodo Q4 (Figura 3F) o como alternativa los SCR Q4 y Q8 (Figura 5) están apagados desconectando el circuito de carga de batería lineal 24 de los bornes de salida 25 de cargador de batería. El contacto de relé RLY1 está cerrado de la manera analizada anteriormente, conectando el  
10 circuito cargador de alta frecuencia 22 a los bornes de salida de cargador de batería.

Si el conmutador SW3 selecciona una tasa de INICIO, el circuito de carga de batería lineal 24 se conecta a los bornes de salida 25 de cargador de batería de la manera mencionada anteriormente bajo el control del microcontrolador 32 (Figura 1) para proporcionar corriente de arranque, por ejemplo, 75 amperios de CC, durante un tiempo predeterminado, por ejemplo, 5 segundos, bajo el control del microcontrolador 32. Durante este modo el contacto de relé RLY1 puede estar abierto para desconectar el cargador de alta frecuencia 24 de los bornes de  
15 batería de salida 25 durante este modo.

Una vez que se selecciona la tasa de carga, el sistema procede al algoritmo de carga apropiado, como se ha mencionado anteriormente, y el LED de tasa de carga apropiado se ilumina. El LED7 corresponde a una tasa de carga lenta. El LED8 corresponde a una tasa de carga media mientras el LED9 corresponde a una tasa de carga rápida. El LED10 corresponde a corriente de arranque.

El sistema también comprueba la posición del conmutador SW4 con respecto al tipo de batería. Dependiendo de la posición del conmutador SW4, el LED que corresponde al tipo de batería seleccionado se iluminará. El LED 12  
25 corresponde a baterías de AGM mientras el LED 13 aplica a batería de GEL. El sistema a continuación procede al Estado de INICIAR\_CARGA, como se ilustra en la Figura 7D.

Para mejorar la eficiencia general del cargador híbrido, el circuito de carga de batería lineal 24 y el circuito cargador de batería de alta frecuencia 22, el sistema se aprovecha de las condiciones en las que estos circuitos cargadores son más eficientes, por ejemplo, cuando uno o más de las siguientes condiciones ilustrativas existen:

- la corriente de carga que extrae la batería está por encima de un predeterminado valor ilustrativo, por ejemplo, aproximadamente 7 amperios de CC;
- la tensión de batería está por debajo de un cierto valor, por ejemplo, 13,2 voltios de CC, y
- la tasa de cambio de tensión (dV/dt) está por debajo de un valor predeterminado, por ejemplo, aproximadamente 0,1 V/hora.

Durante condiciones cuando el circuito cargador de batería lineal 24 está en uso, ya sea solo o en conjunción con el circuito cargador de alta frecuencia 22, es decir condiciones de tasa de carga RÁPIDA y MEDIA, el sistema supervisa diversos parámetros, tales como tensión de batería, corriente de carga y la tasa de cambio de tensión con respecto a tiempo, dV/dt. Si cualquiera de estos parámetros cumple o excede los valores mencionados anteriormente, por ejemplo, el circuito de carga de batería lineal 24 se apaga, como se ha mencionado anteriormente, y la carga continua mediante el circuito cargador de alta frecuencia 22 para mejorar la eficiencia del cargador híbrido. Volviendo a la Figura 7D, para la tasa de carga seleccionada, en la etapa 150, la tensión de batería se lee y el ciclo de trabajo de PWM al cargador lineal 24 se lee para regular la corriente de carga a la tasa de carga seleccionada. Inicialmente un primer temporizador, por ejemplo, un temporizador de 1 minuto se inicia en la etapa 152. Durante este minuto, se aplica una corriente de carga constante a la batería y el sistema comprueba una condición de "sulfatación". Se sabe que sulfatación de batería se produce cuando una batería no aceptará carga. Como tal, durante el primer minuto, la corriente de carga de batería se limita a un valor relativamente bajo, por ejemplo, 1 amperio de CC. En la etapa 154. Después de cargar la batería en una corriente constante durante un periodo de tiempo corto, el sistema comprueba la tensión de batería para determinar si ha aumentado. Si no es así, el sistema supone que la batería está sulfatada en la etapa 156 y cambia a un Modo de Desulfatación en la etapa 158 y se cierra. Como alternativa, si la tensión de batería aumenta durante la carga de bajo nivel, el sistema supone que la batería no está sulfatada, el sistema se cierra. Después de que el primer temporizador vence, el sistema comprueba en la etapa 160 si la tensión de batería es mayor que una tensión predeterminada, por ejemplo, 10 voltios de CC. Si la tensión de batería es menor que la tensión predeterminada. Si no es así, el sistema comprueba un segundo temporizador, por ejemplo, un temporizador de 120 minutos, en la etapa 162 para determinar si la batería se cargó en la corriente de carga limitada y el segundo temporizador venció y la tensión de batería aún era < 10 voltios de CC. Si es así, el sistema procede a un estado de ABORTAR en la etapa 164. Si el segundo temporizador no ha vencido, el sistema se cierra.

Si en la etapa 160, la tensión de batería se determina que sea > 10 voltios de CC, el sistema continúa a la etapa 166 (Figura 7E). En la etapa 166, el sistema comprueba la tensión de batería para determinar si la tensión de batería está a su nivel nominal. Si es así, el sistema continúa a la etapa 168. En la etapa 168, el sistema guarda el ciclo de trabajo de PWM y establece un tercer temporizador, por ejemplo, un temporizador de 60 minutos, y cambia de un

modo de corriente constante a un modo de tensión constante. Durante el modo de tensión constante, el sistema supervisa la tasa de carga de la corriente de carga  $di/dt$  y procede a un estado  $di/dt$ .

Como alternativa, si el sistema determina en la etapa 166 que la tensión de batería no está en su valor nominal,  $V_{finalizar}$ , el sistema comprueba en la etapa 170 si la tensión de batería es  $>$  un primer valor predeterminado, por ejemplo, 14,2 voltios. Si la tensión de batería es mayor que la tensión predeterminada, la tensión de batería se comprueba a intervalos periódicos, por ejemplo, cada 30 minutos en la etapa 172. Después de cada intervalo, el sistema comprueba si la tensión de batería ha mejorado en la etapa 174. Si no es así, el sistema comprueba en la etapa 176 si la tensión de batería ha caído por debajo de un segundo valor predeterminado, por ejemplo, 14,7 voltios de CC. Si no es así, en la etapa 178, el sistema establece la variable  $V_{finalizar}$  al valor predeterminado. El ciclo de trabajo se guarda y se establece el tercer temporizador. El sistema también cambia al estado  $di/dt$ , como se ilustra en la Figura 7F.

Si se determina en la etapa 170 que la tensión de batería es menor que el primer valor predeterminado, por ejemplo, 14,2 voltios, el sistema comprueba la tensión de batería en intervalos predeterminados, por ejemplo, cada 120 minutos, en la etapa 180. Después de cada intervalo, el progreso se comprueba en la etapa 182. Si hay progreso, el sistema se cierra y procede al estado  $di/dt$ . Si no hay progreso, el sistema continúa a la etapa 184, que es la misma que la etapa 178.

El estado  $di/dt$  se ilustra en la Figura 7F. Inicialmente, en la etapa 186, la tensión de batería se regula en  $V_{finalizar}$ . El  $di/dt$  se determina comprobando la anchura entre pulsos de la corriente de carga para regular la tensión de batería en  $V_{finalizar}$ . Como tal, el sistema comprueba en la etapa 188 si el nuevo ciclo de trabajo (DC) es  $<$  el ciclo de trabajo antiguo. Si no es así, el sistema comprueba en la etapa 190 si el nuevo ciclo de trabajo es  $>$  mayor que el ciclo de trabajo antiguo + un valor predeterminado, por ejemplo, 10. Si no es así, el sistema comprueba en la etapa 192 si el tercer temporizador, es decir temporizador de 30 minutos, ha vencido. Si el sistema determina en la etapa 192 que el tercer temporizador no venció, el sistema se cierra y procede al MANTE\_Estado. Si el tercer temporizador ha vencido, el sistema continúa a la etapa 194. En la etapa 194, el LED18 de Cargando (Figura 4) se apaga y el LED16 de Cargado se enciende. Además, el sistema procede al MANTE\_Estado.

El ciclo de trabajo en el modo de tensión constante también se usa para determinar una condición de inestabilidad térmica. En particular, si se determina en la etapa 190 que el nuevo ciclo de trabajo es  $>$  el ciclo de trabajo antiguo + el número predeterminado, es decir 10, el sistema supone que una condición de inestabilidad térmica en la etapa 196. Durante esta condición, el sistema apaga el LED18 de Cargando (Figura 4) y enciende el LED16 de Cargado. El sistema a continuación procede al MANTE\_Estado.

En la etapa 188, si el sistema determina que el nuevo ciclo de trabajo es menor que el ciclo de trabajo antiguo, el sistema establece la variable de ciclo de trabajo antigua DC Antigua igual al nuevo ciclo de trabajo variable Nueva DC en la etapa 198. El sistema continúa a la etapa 200 y comprueba la corriente de carga. Curvas de carga ilustrativas se ilustran en las Figuras 2 y 3. Como se muestra en estas figuras, la corriente de carga mínima es aproximadamente de 0,4 amperios de CC. El sistema compara la corriente de carga con la corriente de carga mínima conocida para determinar si la corriente de carga es igual a o menor que la corriente de carga mínima. Si la corriente de carga es  $<$  que la corriente de carga mínima conocida, el sistema supone que la batería está totalmente cargada y continúa a la etapa 194. Si la corriente de carga no es  $<$  la corriente mínima, el sistema se cierra y procede al MANTE\_Estado.

El MANTE\_Estado se ilustra en la Figura 7G. Durante este estado la tensión de batería se regula en  $V_{MANTE}$  en la etapa 202 aplicando una corriente de carga de mantenimiento pequeña a la batería. En la etapa 204, el sistema comprueba si la corriente de carga de mantenimiento es mayor que o igual a un valor predeterminado, por ejemplo, 1,0 amperios de CC. Si no es así, el sistema se cierra y procede a un MANTE2\_estado. Si la corriente de carga es mayor que el valor predeterminado, el sistema continúa a la etapa 206. En la etapa 206, el sistema inicia un cuarto temporizador, por ejemplo, un temporizador de 12 horas, y procede al MANTE2\_estado.

El MANTE2\_estado se ilustra en la Figura 7H. En la etapa 208, el sistema continúa para regular la tensión de batería en  $V_{MANTE}$  aplicando una corriente de carga de mantenimiento. En la etapa, 210, el sistema mide la corriente de carga para determinar si es mayor que o igual a un valor predeterminado, por ejemplo, 1 amperio de CC. Si la corriente de carga de mantenimiento se determina que es mayor que o igual al valor predeterminado, el sistema limita la corriente de carga de mantenimiento al valor predeterminado, es decir 1 amperio de CC. El sistema continúa cargando la batería a la corriente de carga de mantenimiento limitada hasta que el cuarto temporizador, es decir temporizador de 12 horas, vence como se determina en la etapa 214. Si el cuarto temporizador no ha vencido, el sistema se cierra y procede al estado de Desulfatación. Si el cuarto temporizador ha vencido, el sistema procede a un estado de Abortar en la etapa 216.

El estado de Desulfatación se ilustra en la Figura 7I. Inicialmente en la etapa 218, el sistema comprueba el cuarto temporizador para determinar si han transcurrido más de 10 horas, por ejemplo. Si han pasado más de 10 horas, el sistema cambia a estado de Abortar. Si no han pasado más de 10 horas, la corriente de carga se limita a un segundo valor predeterminado, por ejemplo, 3 amperios de CC, en la etapa 220. A continuación, el sistema

- 5 comprueba si la tensión de batería es menor que un valor predeterminado, por ejemplo, 13,8 voltios de CC. Si la tensión de batería es  $>$  que el valor predeterminado, el sistema se cierra y procede a estado de Abortar. Como alternativa, si la tensión de batería es  $<$  que el valor predeterminado, el sistema continúa a la etapa 224. En la etapa 224, el LED18 de Cargando (Figura 4) se apaga y el cuarto temporizador, por ejemplo, temporizador de 12 horas se reinicia. El sistema vuelve al estado de Iniciar\_Carga, ilustrado en las Figuras 7D y 7E.
- El Abortar\_estado se ilustra en la Figura 7J. En este estado, el triodo Q4 (Figura 3) o como alternativa, los SCR Q4 y Q8 (Figura 5) se apagan. Además, la carga LED18 y el LED16 de Cargado se apagan.
- 10 Una rutina de servicio de interrupción de temporizador para la PWM de Fase Ctr. (Figura 3) se ilustra en la Figura 7K. La rutina de servicio de interrupción se usa para determinar periódicamente el ciclo de trabajo de la corriente de carga. Inicialmente, todas las interrupciones de PWM de Fase Ctr. se borran en la etapa 230.
- 15 Las interrupciones de PWM de Fase Ctr se generan mediante el microcontrolador 32 (Figura 4B, 4C, 4E y 4F) para detectar el ciclo de trabajo de la corriente de carga. Suponiendo que el cargador lineal 24 (Figura 3F) está encendido, el ciclo de trabajo se obtiene mediante el microcontrolador 32 midiendo la duración de impulsos y la frecuencia del tren de impulso de corriente de carga. El ciclo de trabajo es la relación de la duración de impulsos con el periodo de impulsos. El periodo de impulsos es  $1/\text{frecuencia de impulsos}$ . El ciclo de trabajo se determina en términos de un contador o clics de un temporizador.
- 20 En la etapa 232, la variable de PWM de Fase Ctr. se establece que sea igual al contador total de PWM de Fase Ctr. menos el ciclo de trabajo, como se mide. En la etapa 234 el contador de variable de PWM de Fase Ctr. se aumenta en 1. Si el contador de PWM de Fase Ctr. no es menor que el contador total, como se determina en la etapa 234, el sistema supone que la batería se carga y continúa a la etapa 242 y apaga el triodo Q4 (Figura 3F) o los SCR Q4 y Q8 (Figura 5). Como alternativa, si el contador de PWM de Fase Ctr. es menor que el contador total de PWM de Fase Ctr., el sistema continúa a la etapa 238 para determinar si el contador de PWM de Fase Ctr. es mayor que el ciclo de trabajo bajo LDC, el sistema supone que la batería no está totalmente cargada. Como tal, en la etapa 240, el sistema enciende el triodo Q4 (Figura 3) o como alternativa los SCR Q4 y Q8 (Figura 5).
- 25 La Figura 7L ilustra la rutina de servicio de interrupción de cruce de cero para controlar el triodo Q4 (Figura 3) o como alternativa los SCR Q4 y Q8 (Figura 5), como se ha analizado anteriormente. En cada cruce de cero el triodo Q4 o como alternativa los SCR Q4 y Q8 están apagados, como se indica en la etapa 242. El contador de Fase Ctr. se reinicia a continuación en la etapa 244.
- 30 Obviamente, muchas modificaciones y variaciones de la presente invención son posibles a la vista de los contenidos anteriores. Por lo tanto, debe apreciarse que, dentro el alcance de las reivindicaciones adjuntas, la invención puede practicarse de otra manera que como se ha descrito específicamente anteriormente.
- 35

REIVINDICACIONES

1. Un cargador de batería híbrido que comprende:

5 un circuito cargador lineal (24) para cargar selectivamente una batería durante uno o más modos de operación; y un circuito cargador de alta frecuencia (22) para cargar selectivamente la batería durante uno o más modos de operación;  
 un conjunto de bornes de salida (25) conectados a dicho circuito cargador lineal (24) y dicho circuito cargador de alta frecuencia (22), dichos bornes de salida (25) para conectar a una batería que hay que cargar; y  
 10 un circuito de control (32) para conectar selectivamente uno o el otro de dichos circuito cargador de batería lineal (24) y circuito cargador de alta frecuencia (22) a dicho conjunto de bornes de salida (25), **caracterizado por que**

dicho circuito de control (32) está configurado adicionalmente para conectar simultáneamente dichos circuito cargador de batería lineal (24) y circuito cargador de alta frecuencia (22) a dicho conjunto de bornes de salida (25).

15 2. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 1, en donde dicho cargador de batería híbrido (20) incluye al menos tres modos de operación.

20 3. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 2, en donde, en un primer modo de operación, dicho circuito cargador de batería lineal (24) proporciona corriente de arranque a dicho conjunto de bornes de salida (25).

25 4. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 3, en donde, en un segundo modo de operación, dicho circuito cargador de batería lineal (24) proporciona corriente de carga a dicho conjunto de bornes de salida (25).

30 5. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 4, en donde, en un tercer modo de operación, dicho circuito cargador de batería de alta frecuencia (22) proporciona corriente de carga a dicho conjunto de bornes de salida (25).

6. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 5, incluyendo adicionalmente un cuarto modo de operación en el que tanto el circuito cargador lineal (24) como el circuito cargador de alta frecuencia (22) proporcionan simultáneamente corriente de carga a dichos bornes de salida (25).

35 7. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 1, en donde dicho cargador de batería híbrido (20) está configurado para apagar dicho circuito cargador lineal (24) cuando dicho circuito cargador lineal (24) se está usando para cargar una batería conectada a los bornes de batería (25) y permitir que dicho circuito cargador de batería de alta frecuencia (22) continúe cargando dicha batería conectada a sus bornes de salida (25) durante una o más condiciones predeterminadas.

40 8. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 7, en el que una de dichas condiciones predeterminadas se refiere a una tensión de batería.

45 9. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 8, en el que una de dichas condiciones predeterminadas se refiere a una condición cuando la tensión de batería está por debajo de 13,2 voltios.

10. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 7, en el que una de dichas condiciones predeterminadas se refiere a la tasa de cambio de tensión de batería,  $dV/dt$ .

50 11. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 10, en el que una de dichas condiciones predeterminadas se refiere a una condición cuando la tasa de cambio de tensión de batería está por debajo de 0,1 voltios/hora.

55 12. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 7, en el que una de dichas condiciones predeterminadas se refiere a la corriente de carga.

13. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 12, en el que una de dichas condiciones predeterminadas se refiere a una condición cuando la corriente de carga está por encima de 7 amperios de CC.

60 14. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 1, en el que dicho circuito de control incluye un microcontrolador (32) y el circuito de control está configurado para proporcionar una potencia nominal al microcontrolador (32) en condiciones de tensión baja hasta una tensión de batería de 1,0 voltios de CC.

65 15. El cargador de batería híbrido como se indica en la reivindicación 14, en el que dicho circuito cargador de alta frecuencia (22) incluye un transformador de retorno (T1) y dicho circuito de control incluye un conjunto de devanados de polarización (W2, W3; W4) en el primario y el secundario de dicho transformador (T1) que se usan para

proporcionar potencia a un controlador de PWM (U1) y un microcontrolador (32) durante dichas condiciones de baja tensión.

5 16. Un método eficiente para cargar una batería, comprendiendo el método:  
simultáneamente cargar una batería con un circuito cargador de batería lineal (24) y un circuito cargador de  
batería de alta frecuencia (22);  
supervisar uno o más parámetros asociados a la carga de la batería; y  
10 apagar el circuito de carga de batería de frecuencia alta (22) y continuar cargando la batería por medio del  
circuito cargador de batería lineal (24), como una función de dicho uno o más parámetros.

17. El método de acuerdo con la reivindicación 16, en el que dichos uno o más parámetros incluyen corriente de carga.

15 18. El método de acuerdo con la reivindicación 16, en el que dichos uno o más parámetros incluyen tasa de cambio de tensión de batería.

19. El método de acuerdo con la reivindicación 16, en el que dichos uno o más parámetros incluyen tasa de cambio  
20 de corriente de carga.

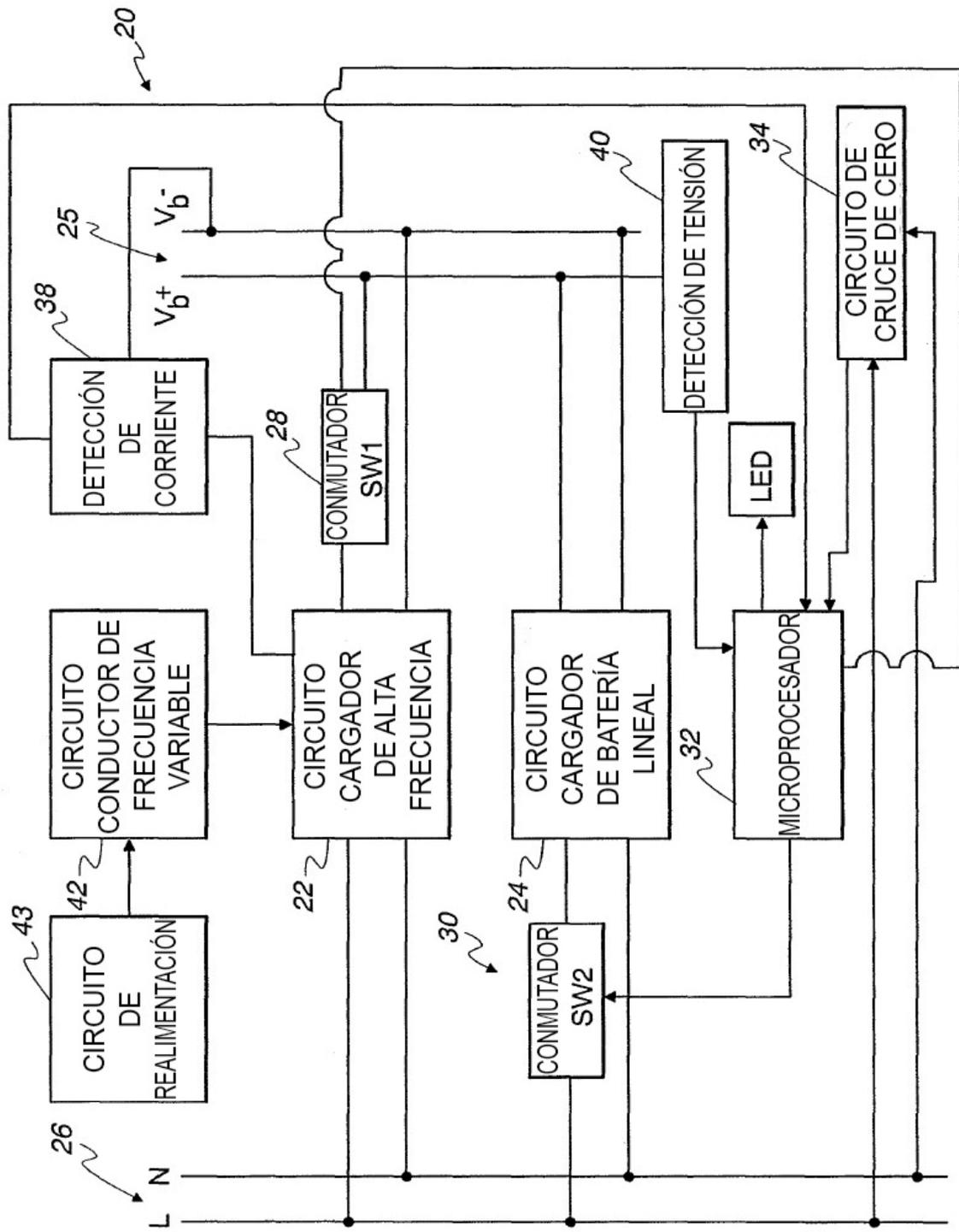
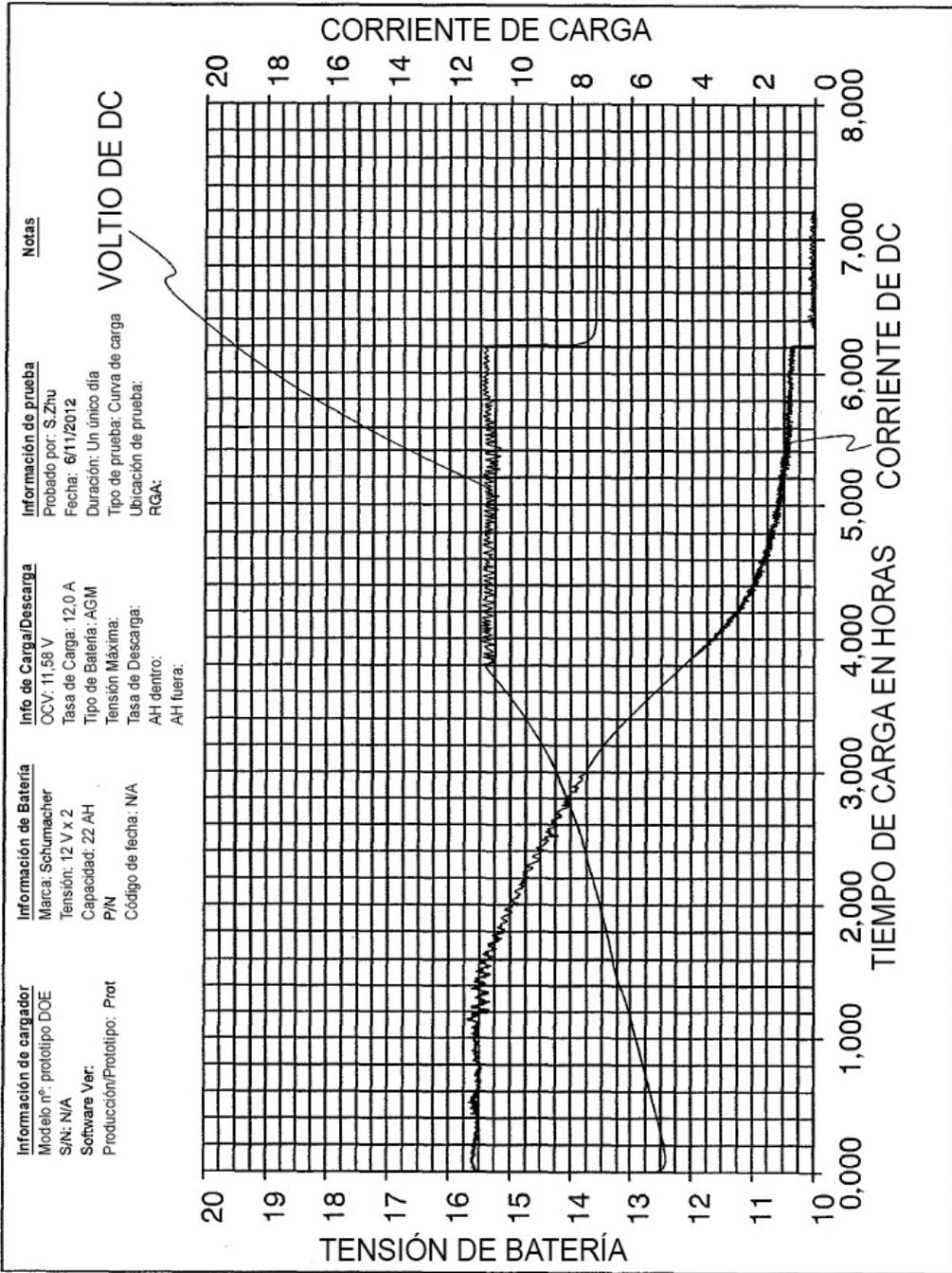


Fig. 1

Fig. 2A

CARGADOR DE 12 AMPERIOS



CARGADOR DE 2 AMPERIOS

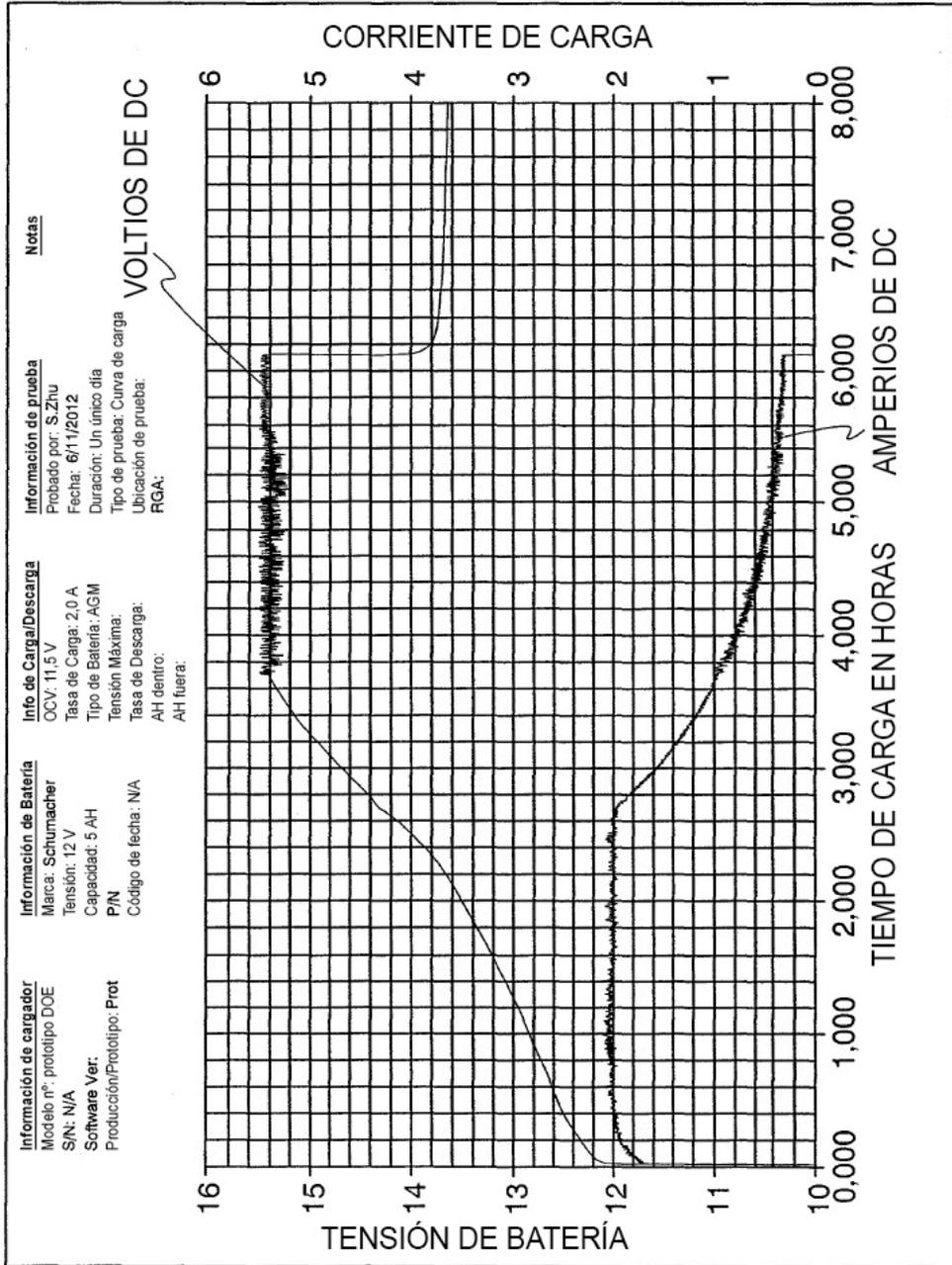


Fig. 2B

Fig. 3A

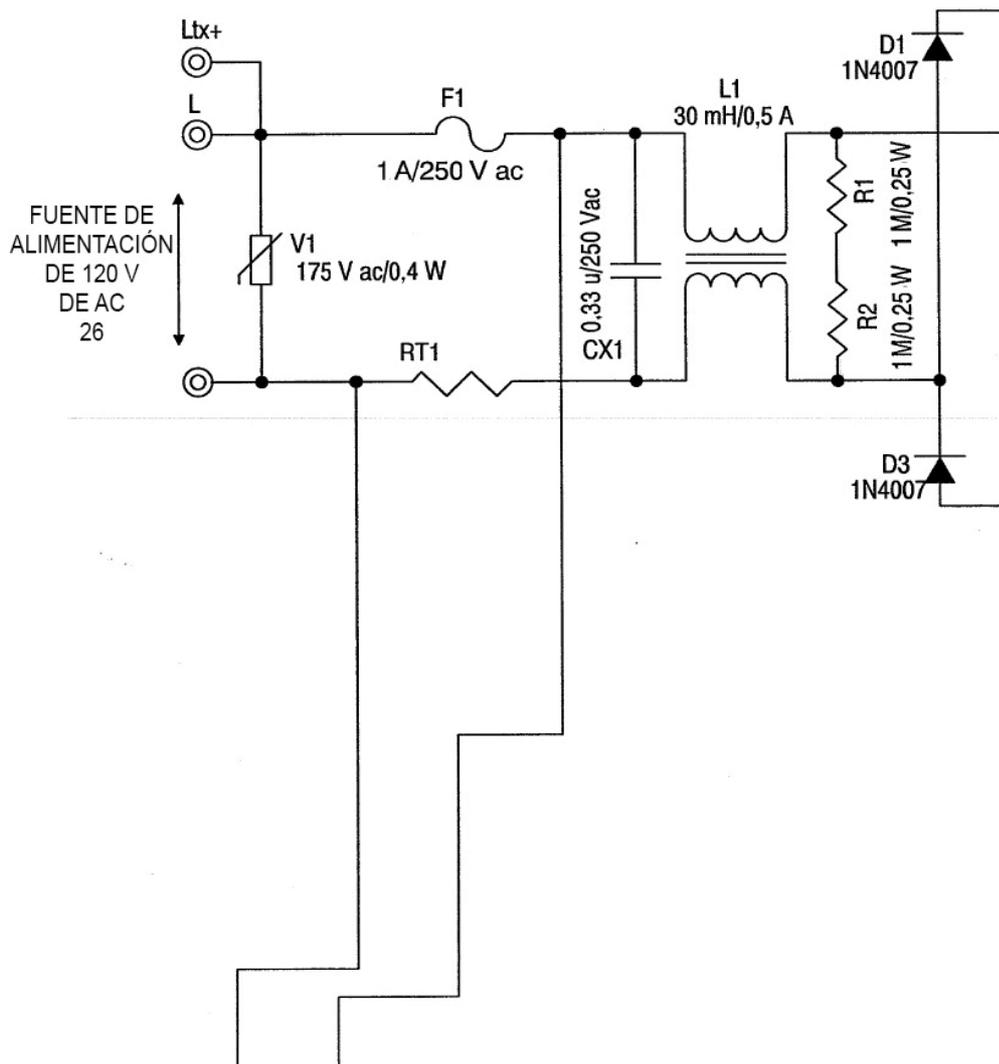


Fig. 3B

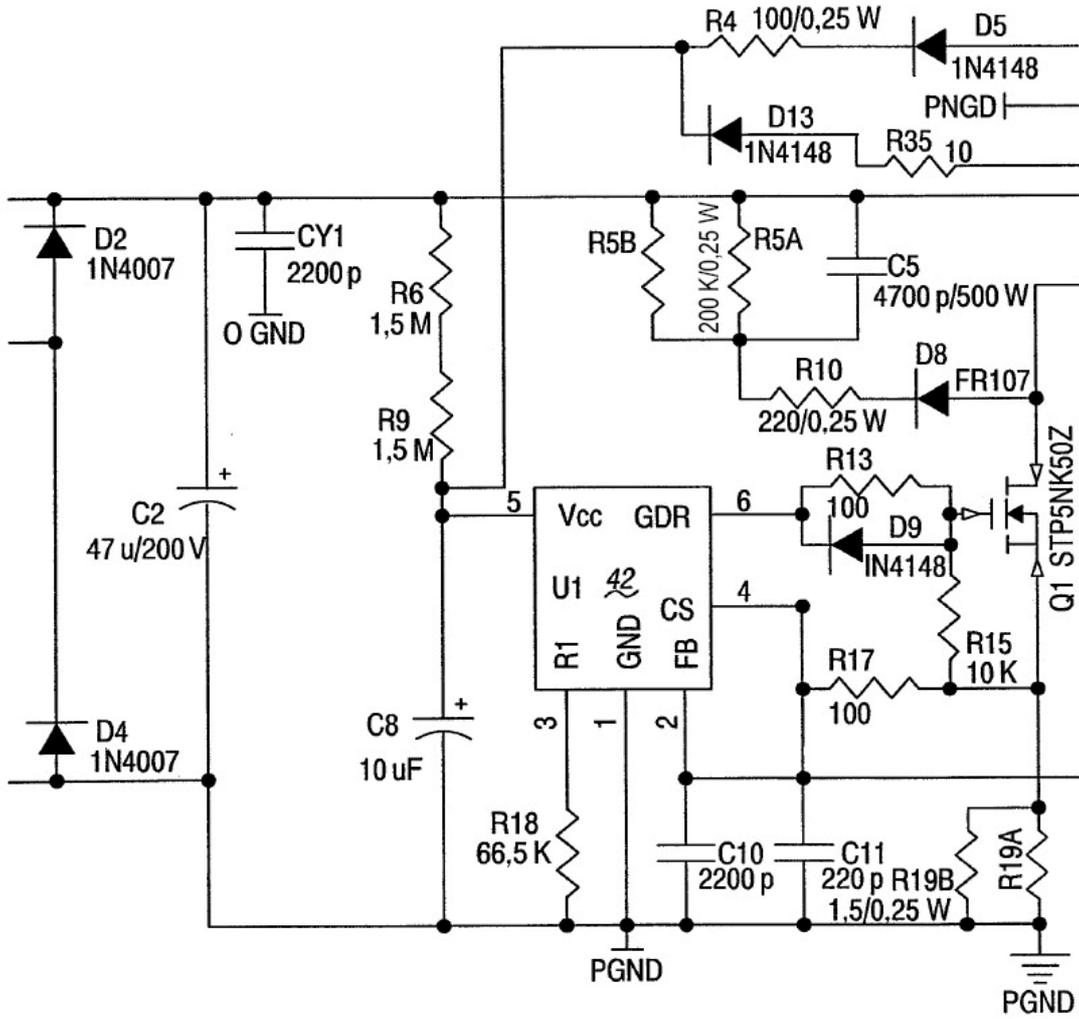


Fig. 3C

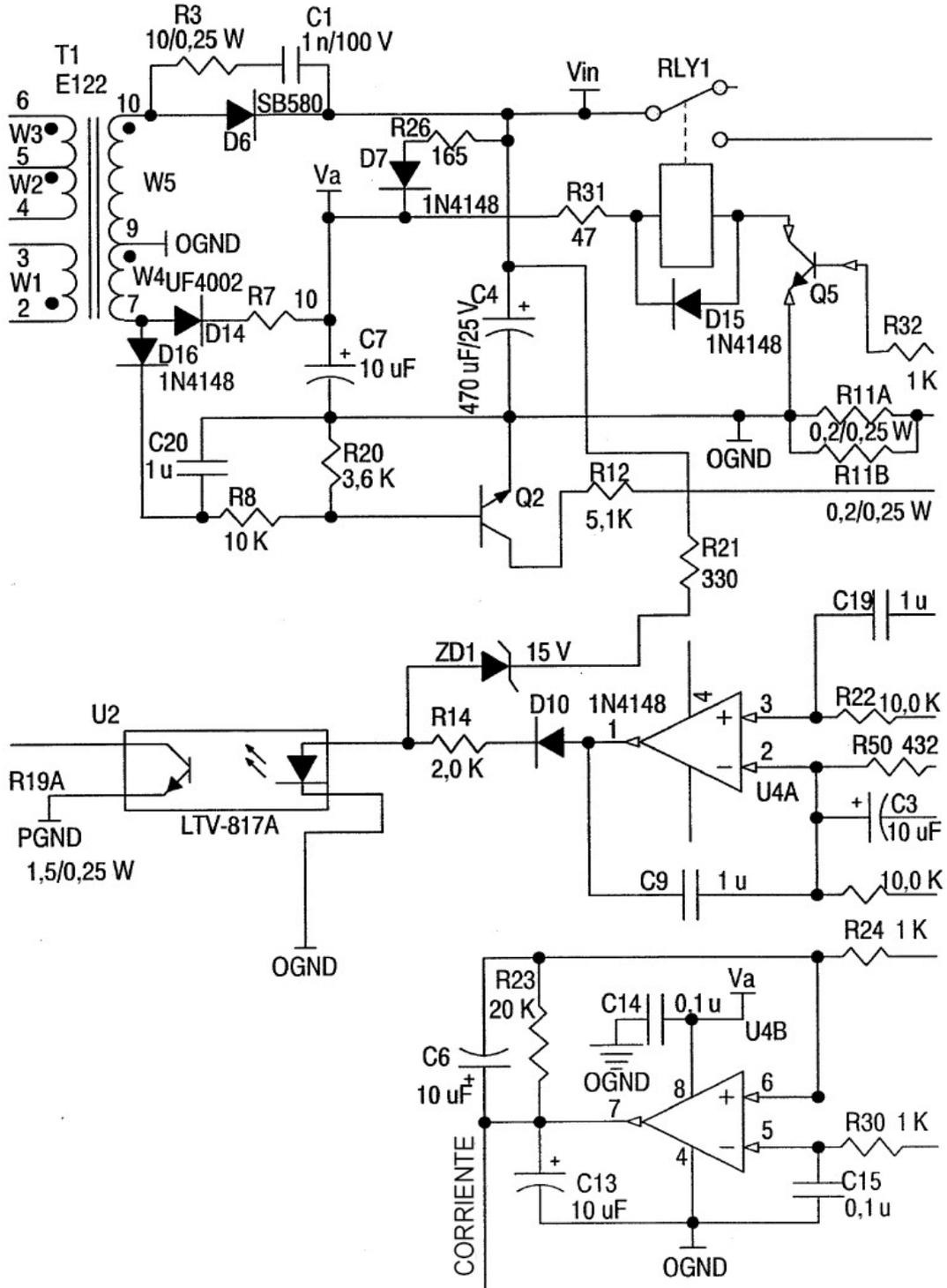
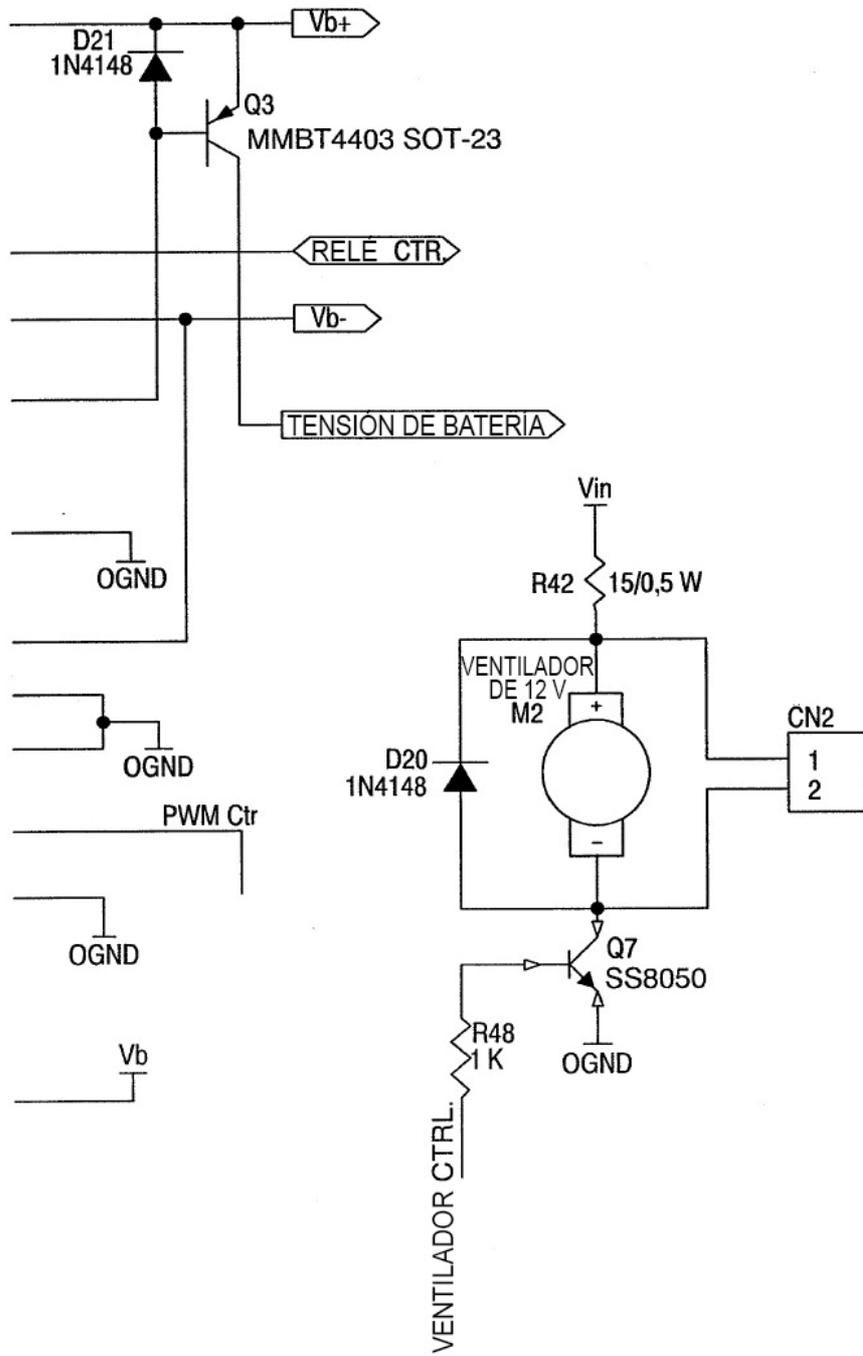


Fig. 3D



*Fig. 3E*

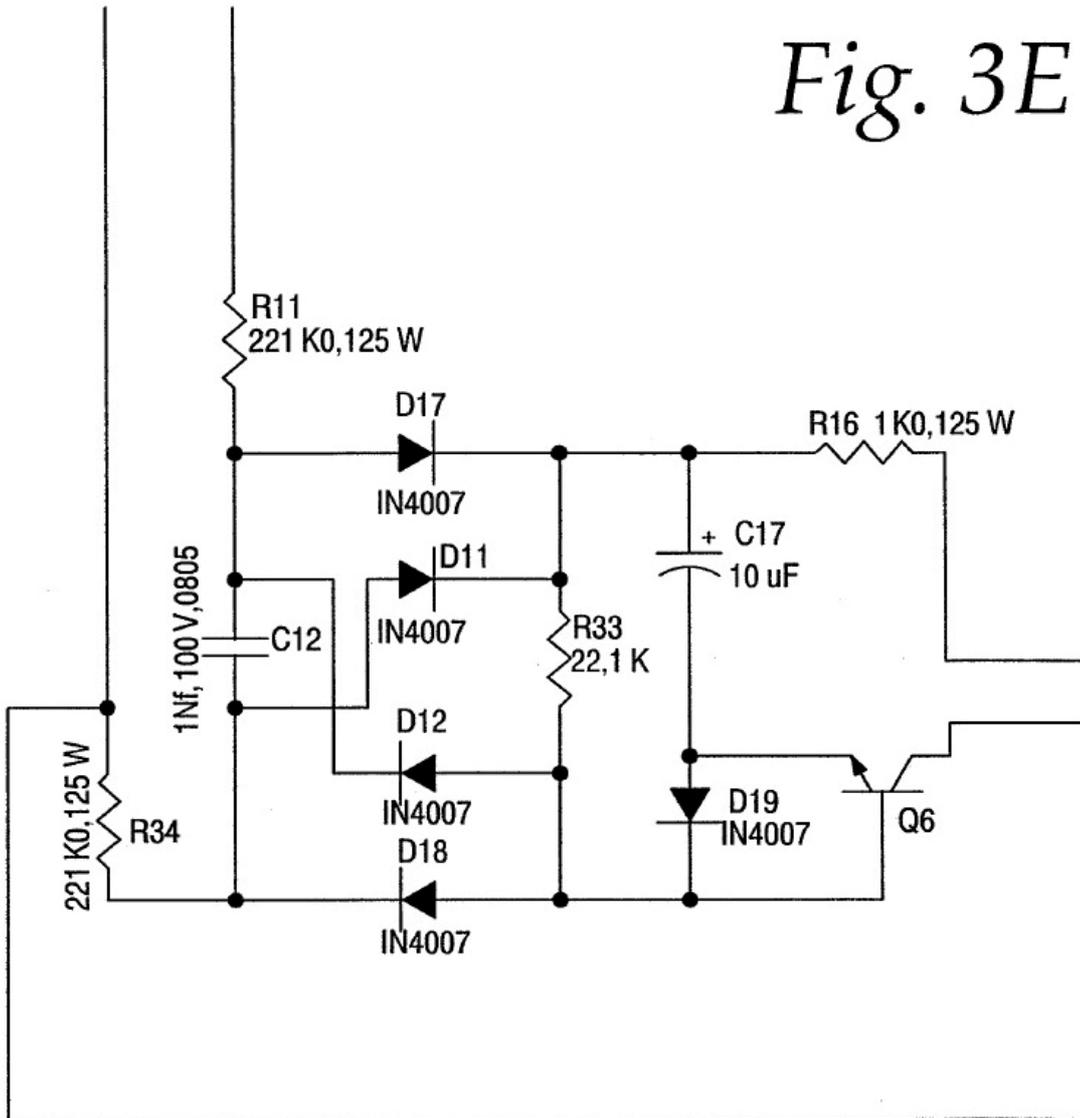
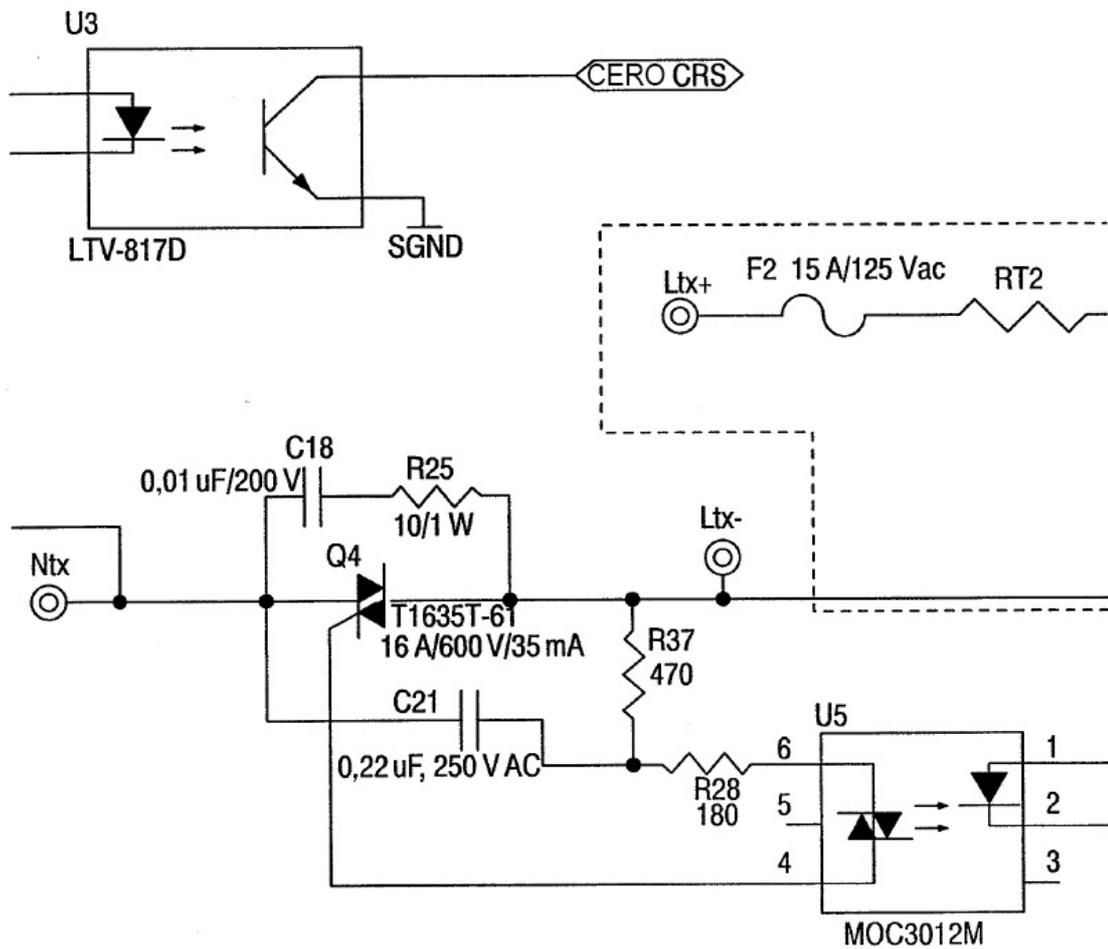
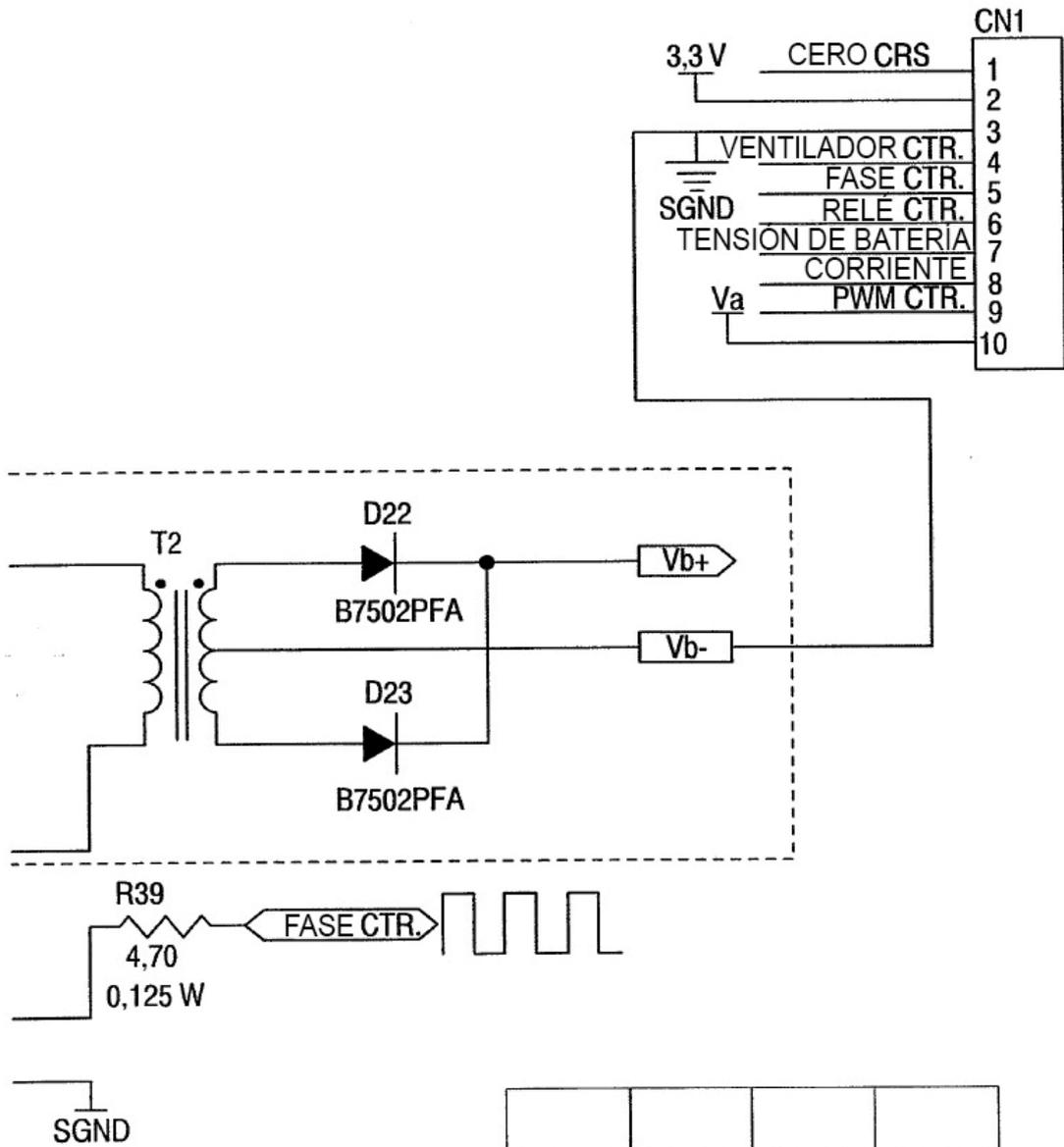


Fig. 3F



*Fig. 3G*



<i>Fig. 3A</i>	<i>Fig. 3B</i>	<i>Fig. 3C</i>	<i>Fig. 3D</i>
<i>Fig. 3E</i>	<i>Fig. 3F</i>	<i>Fig. 3G</i>	

Fig. 4A

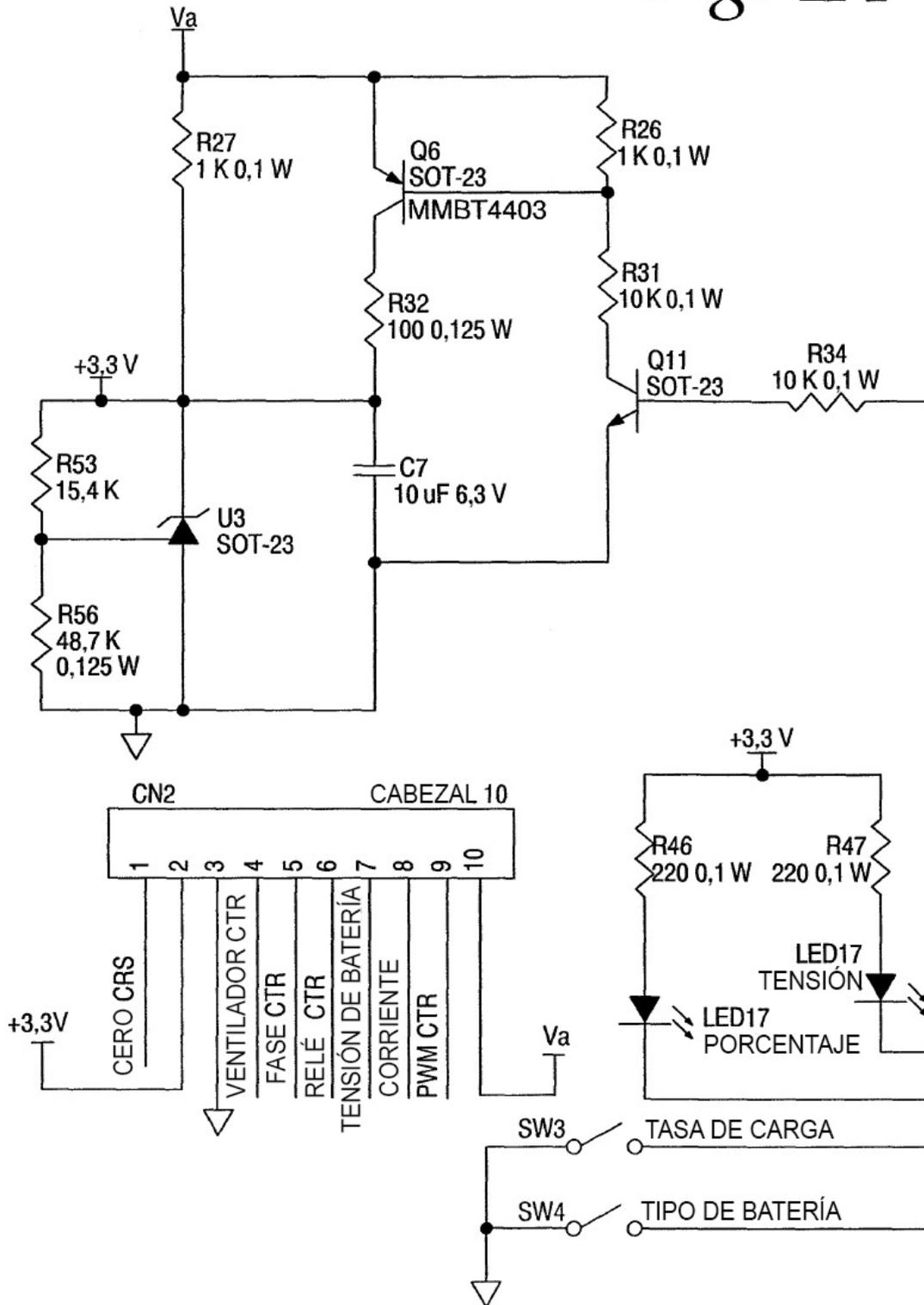


Fig. 4B

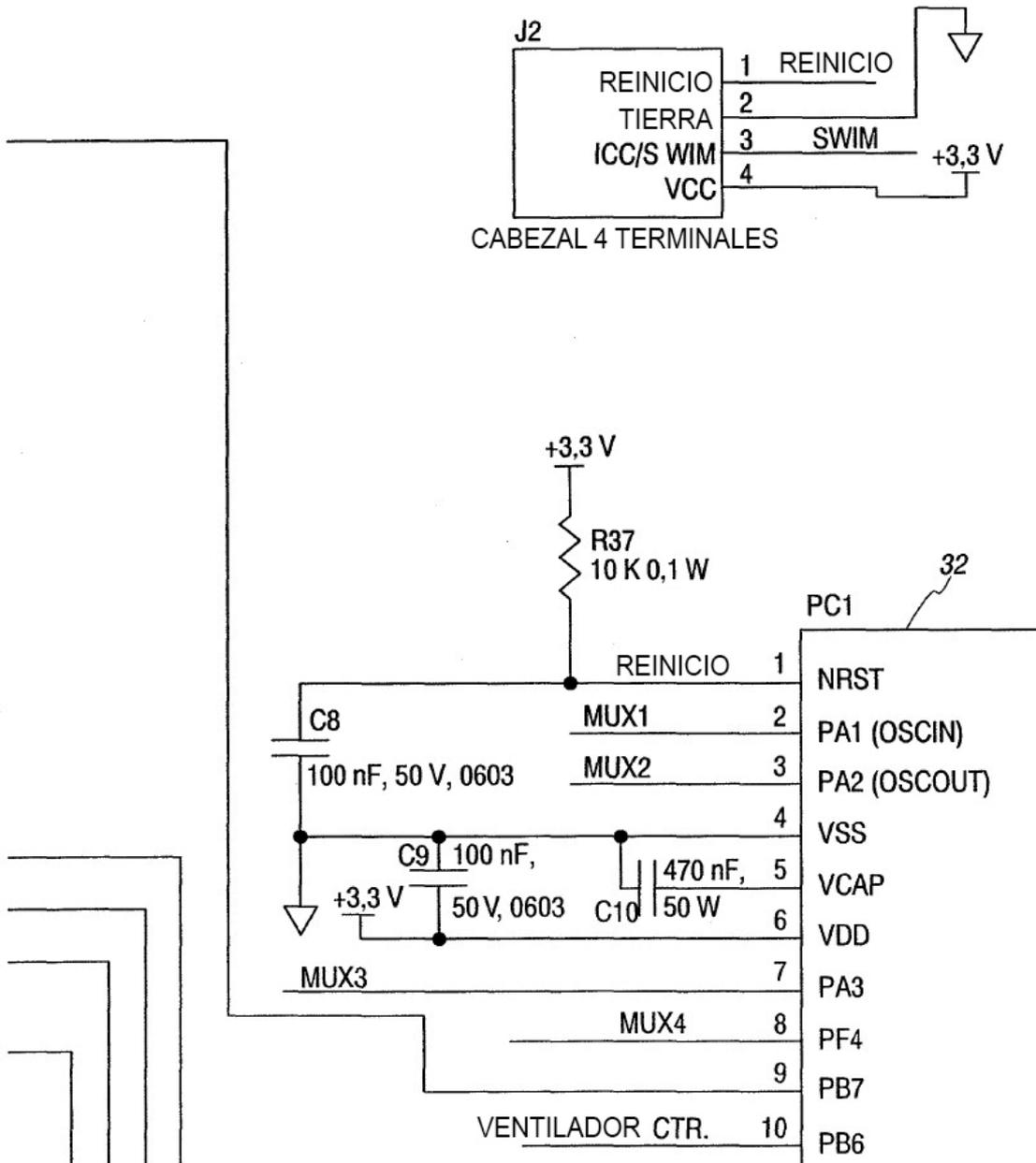
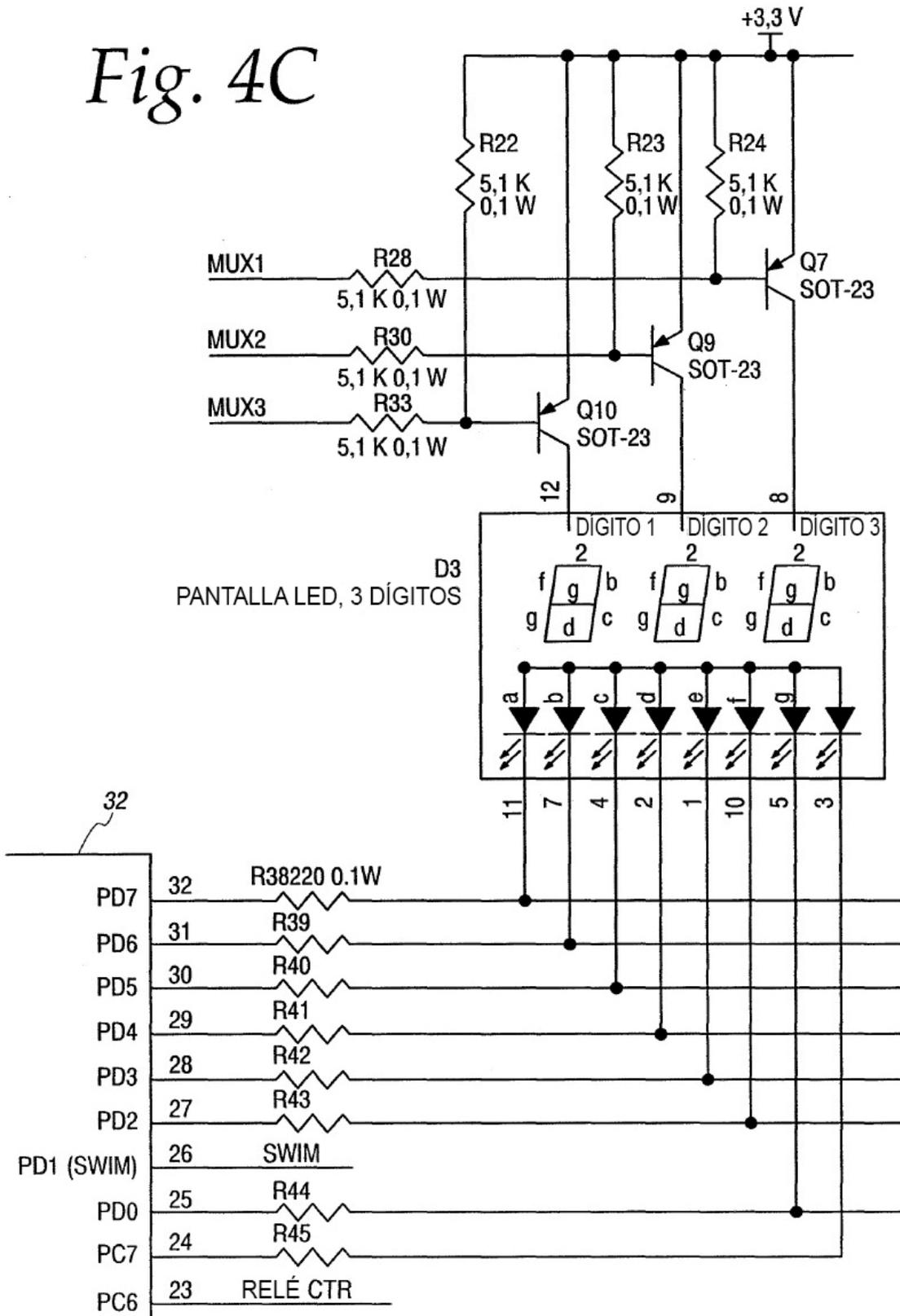
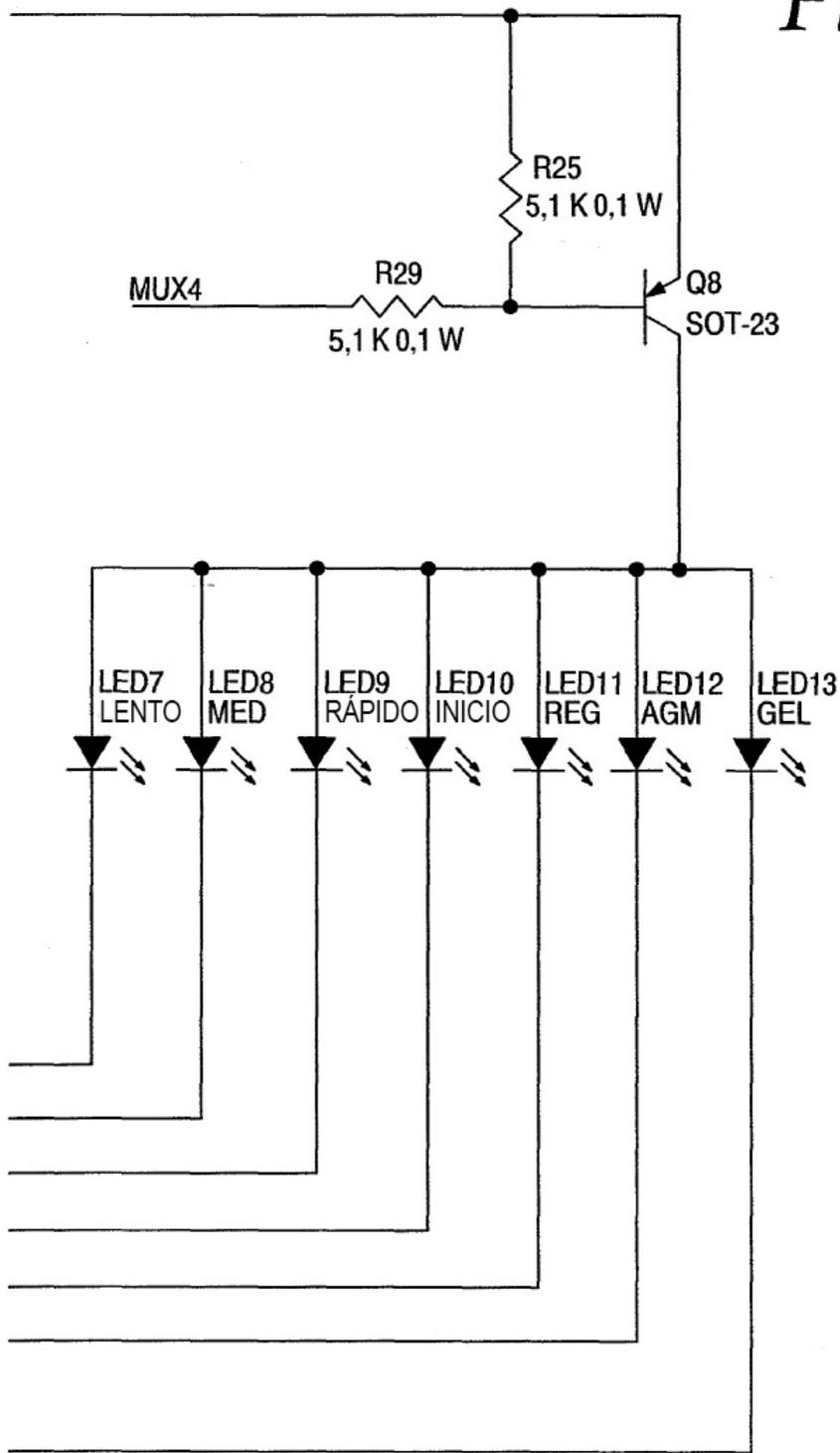
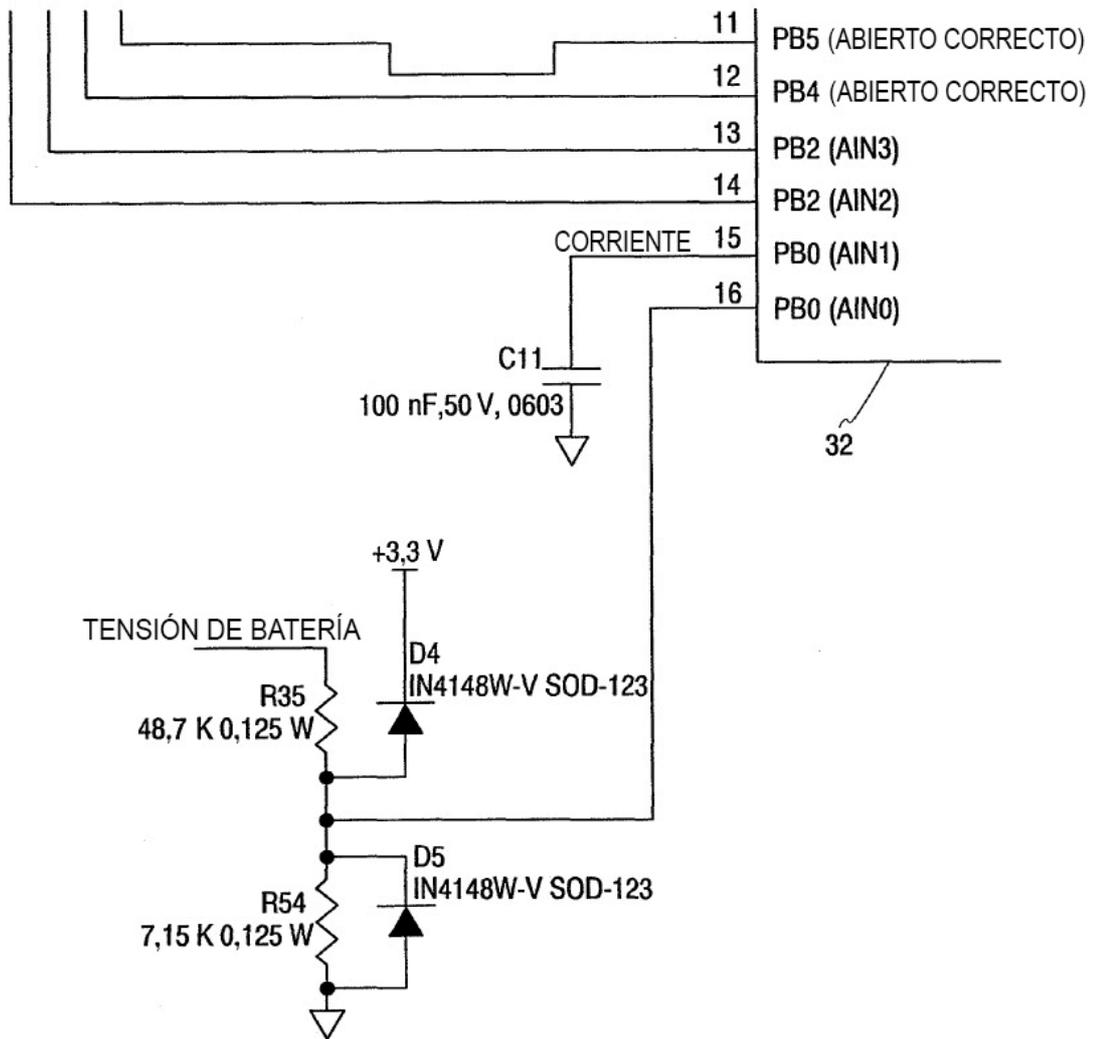


Fig. 4C

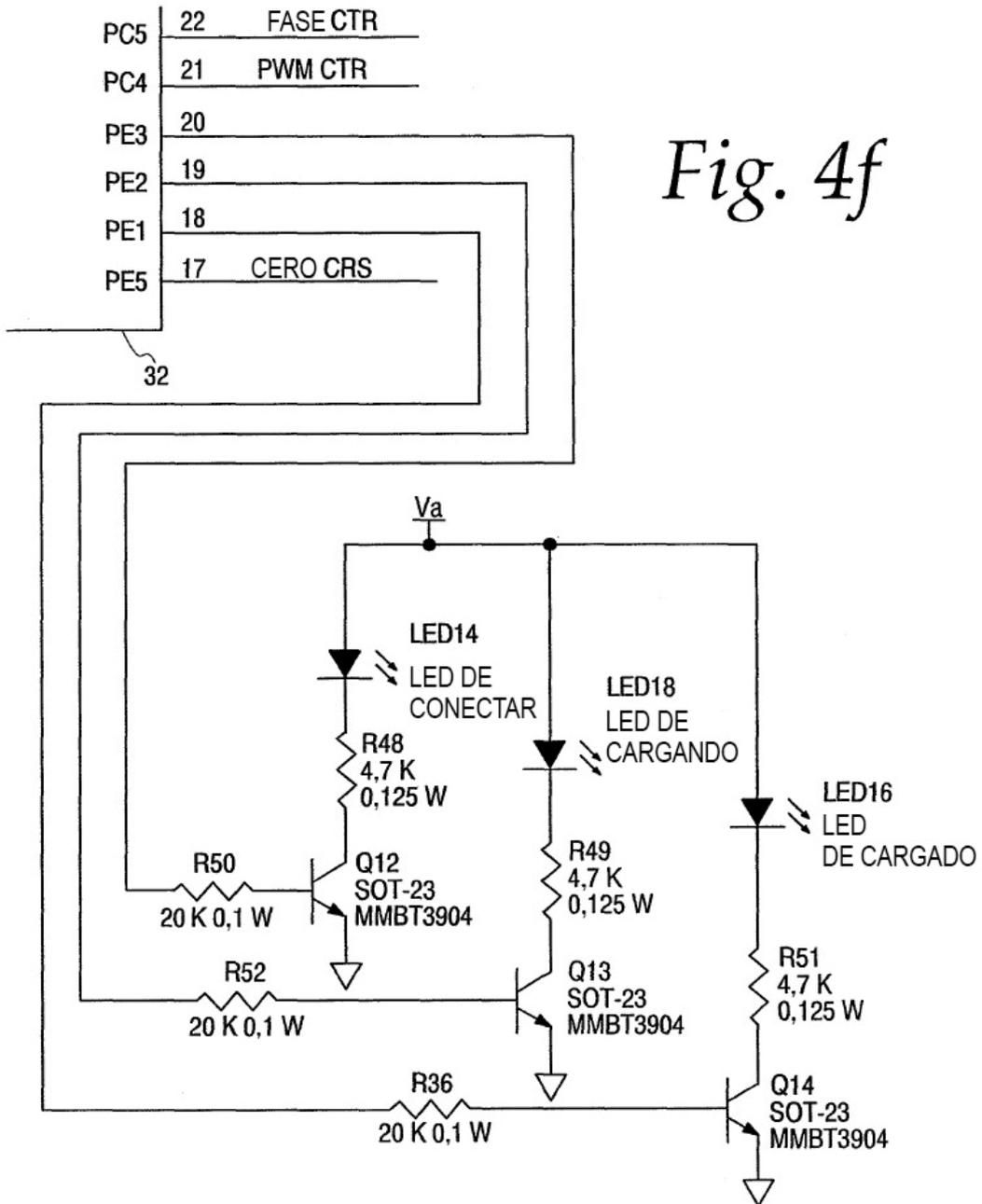


*Fig. 4D*





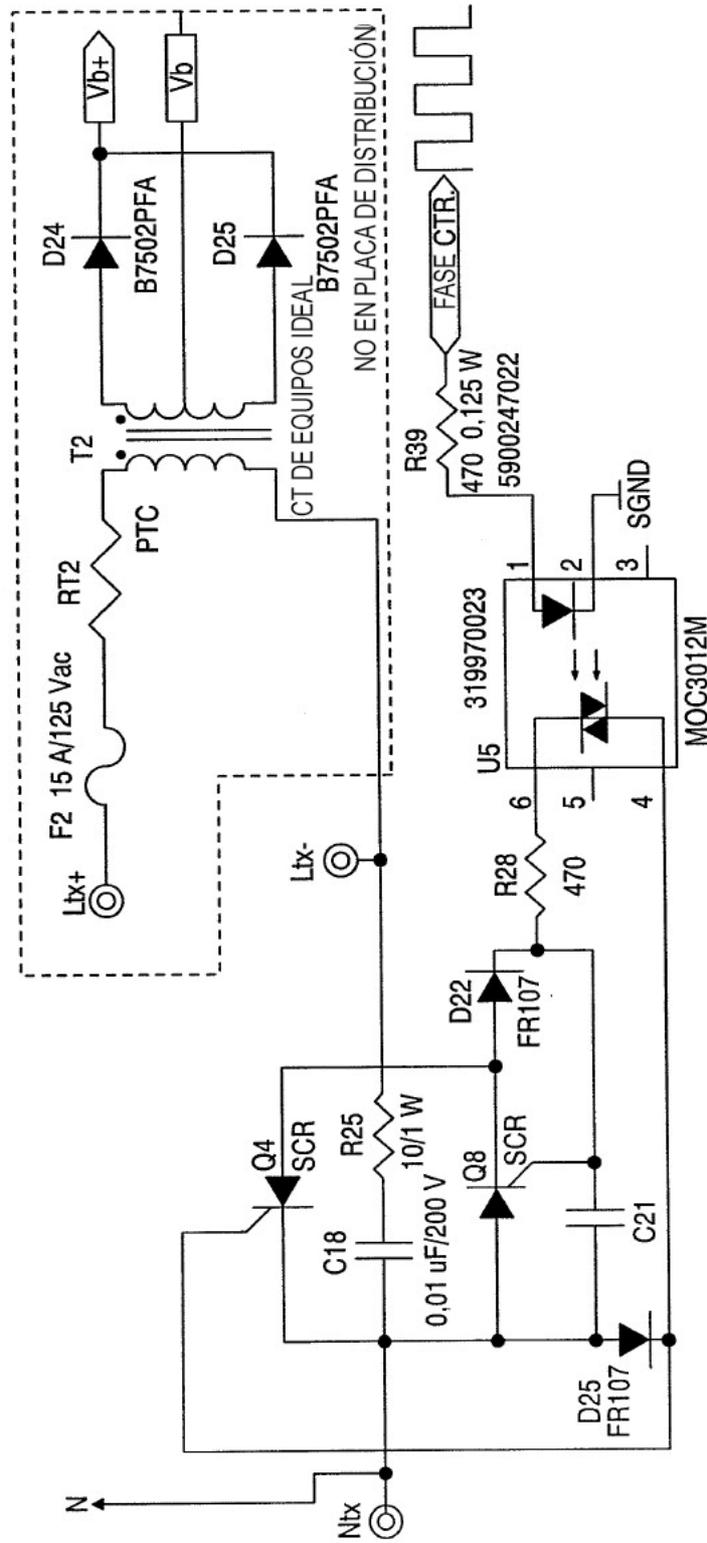
*Fig. 4E*



*Fig. 4f*

<i>Fig. 4A</i>	<i>Fig. 4B</i>	<i>Fig. 4C</i>	<i>Fig. 4D</i>
	<i>Fig. 4E</i>	<i>Fig. 4F</i>	

Fig. 5



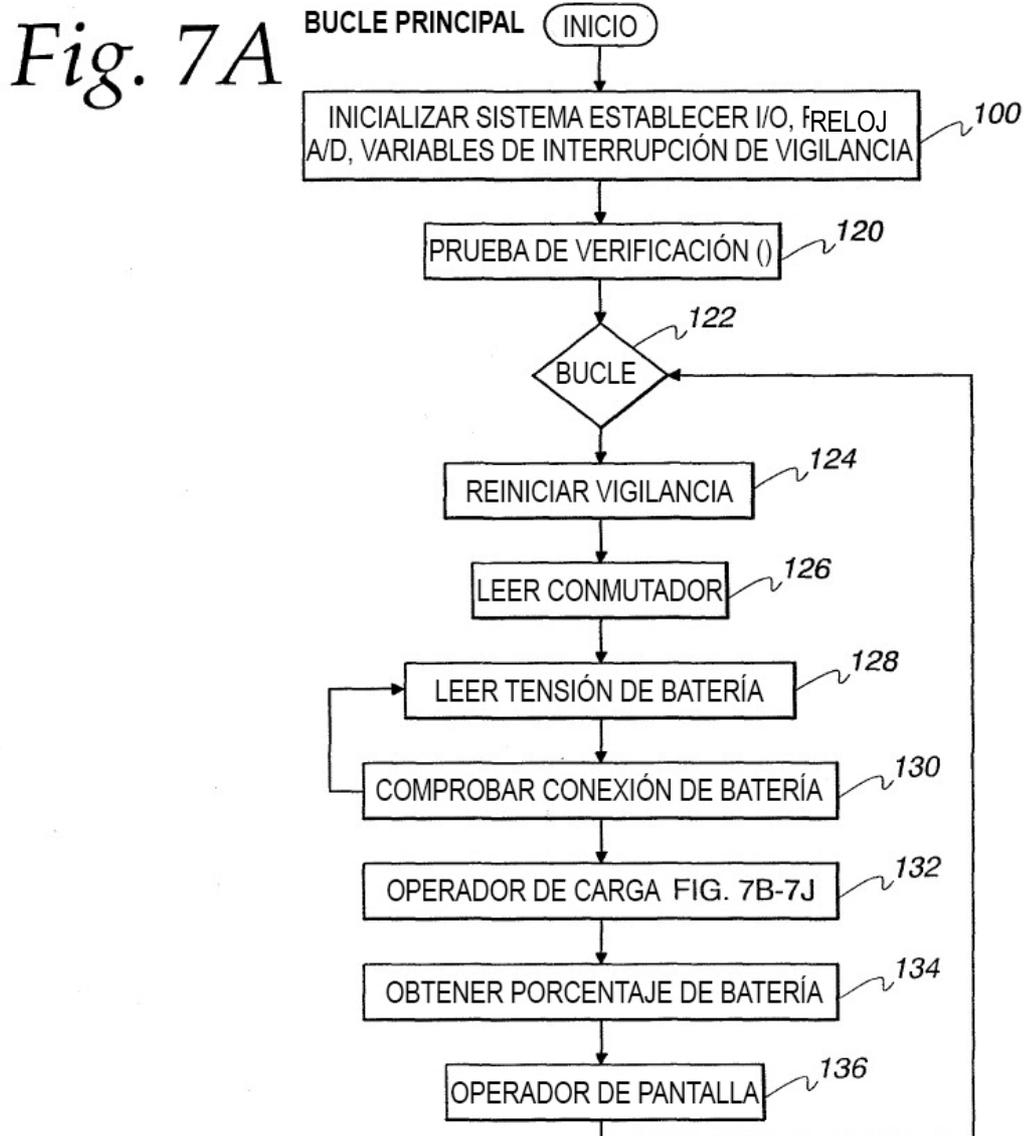
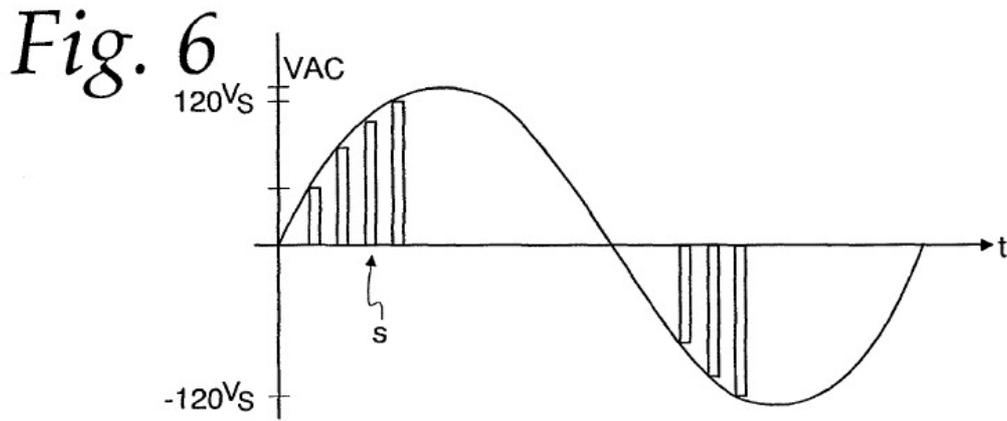


Fig. 7B

OPERADOR DE CARGA - ESTADO INIC



Fig. 7C

OPERADOR DE CARGA - COMPROBAR\_BATE

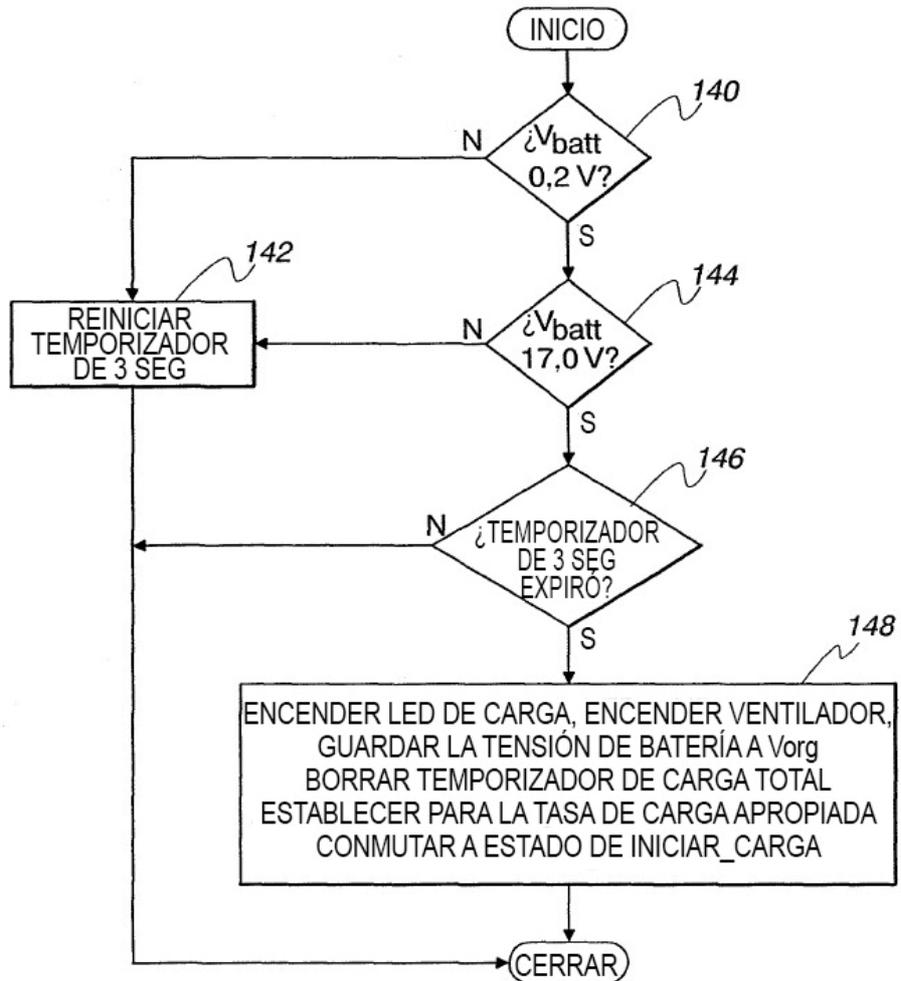


Fig. 7D

OPERADOR DE CARGA - INICIAR\_CARGA

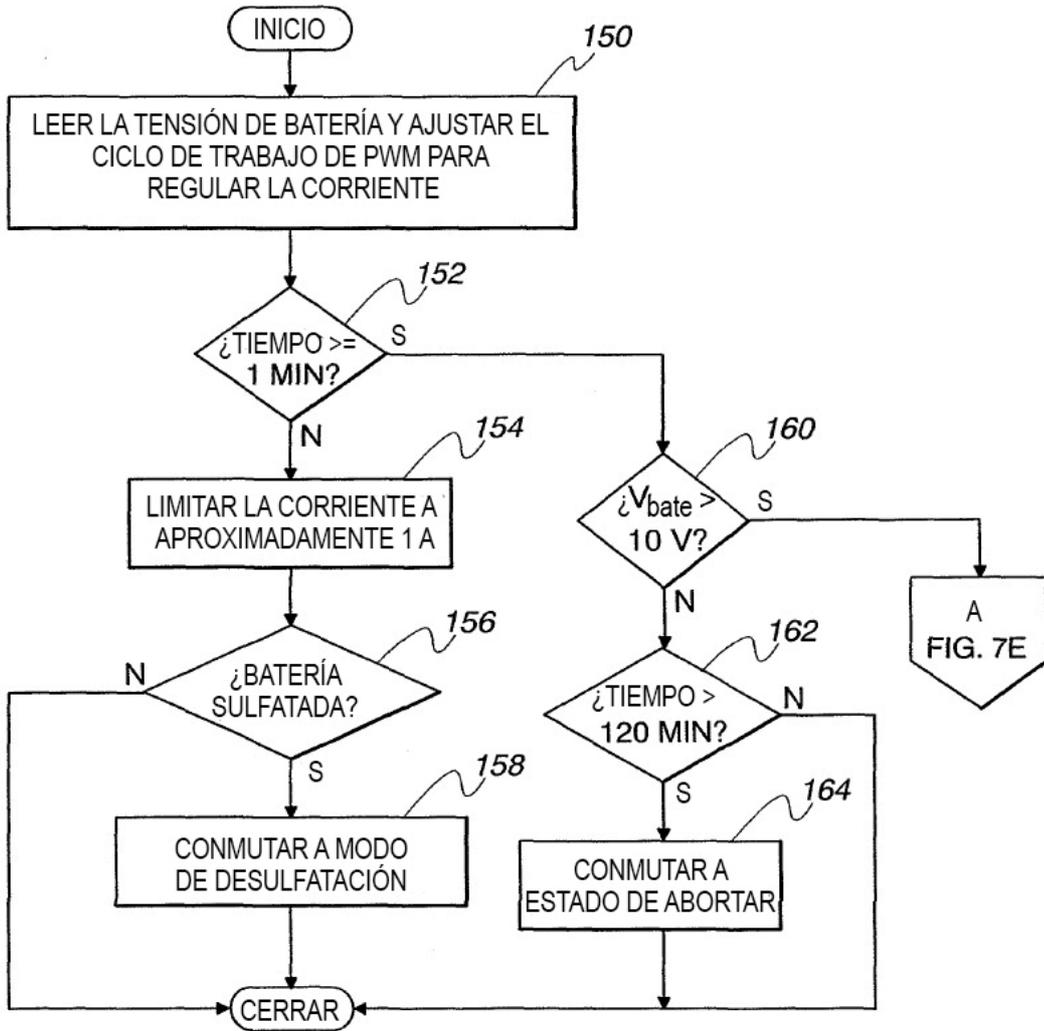


Fig. 7E

OPERADOR DE CARGA - INICIAR\_CARGA

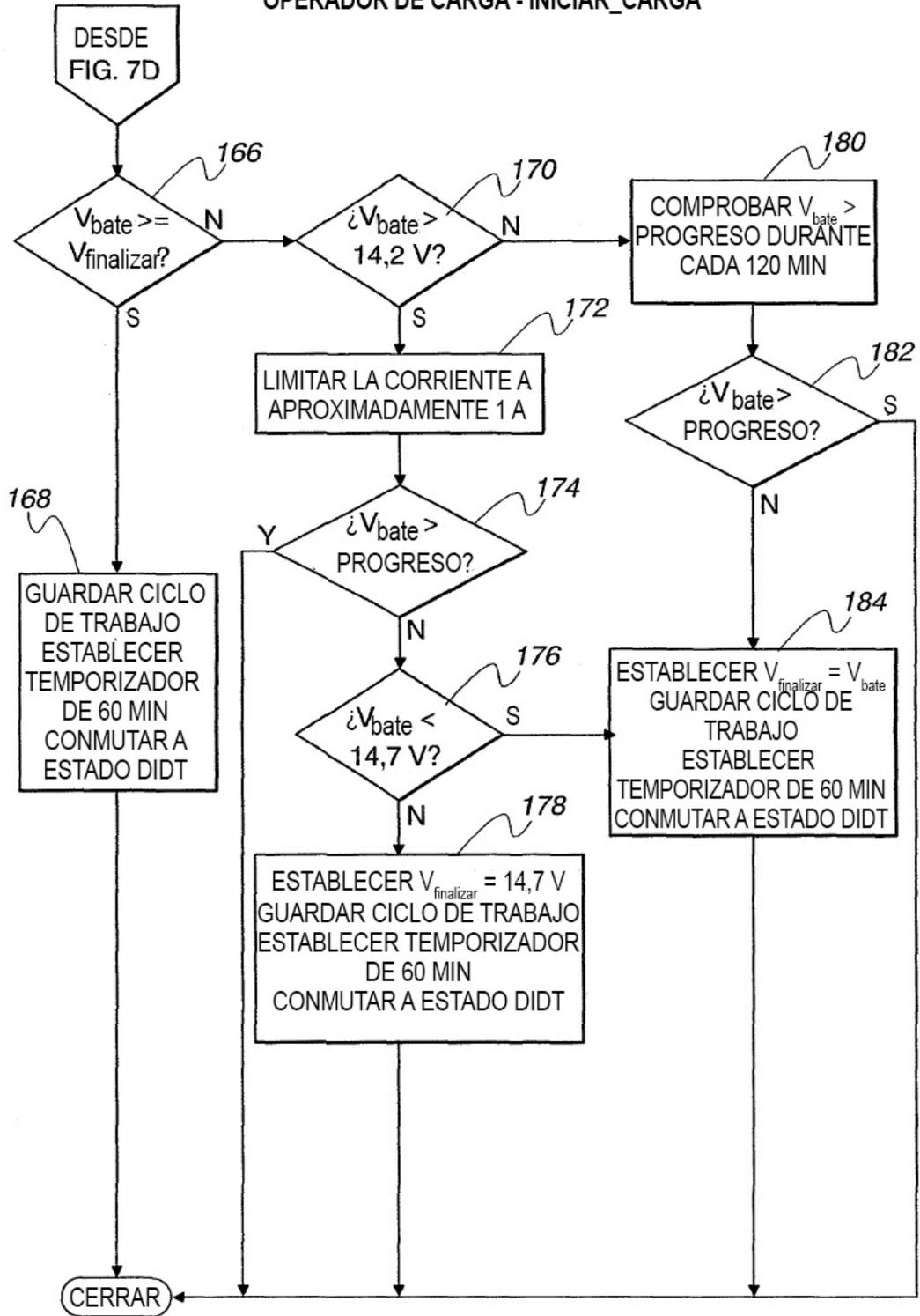


Fig. 7F

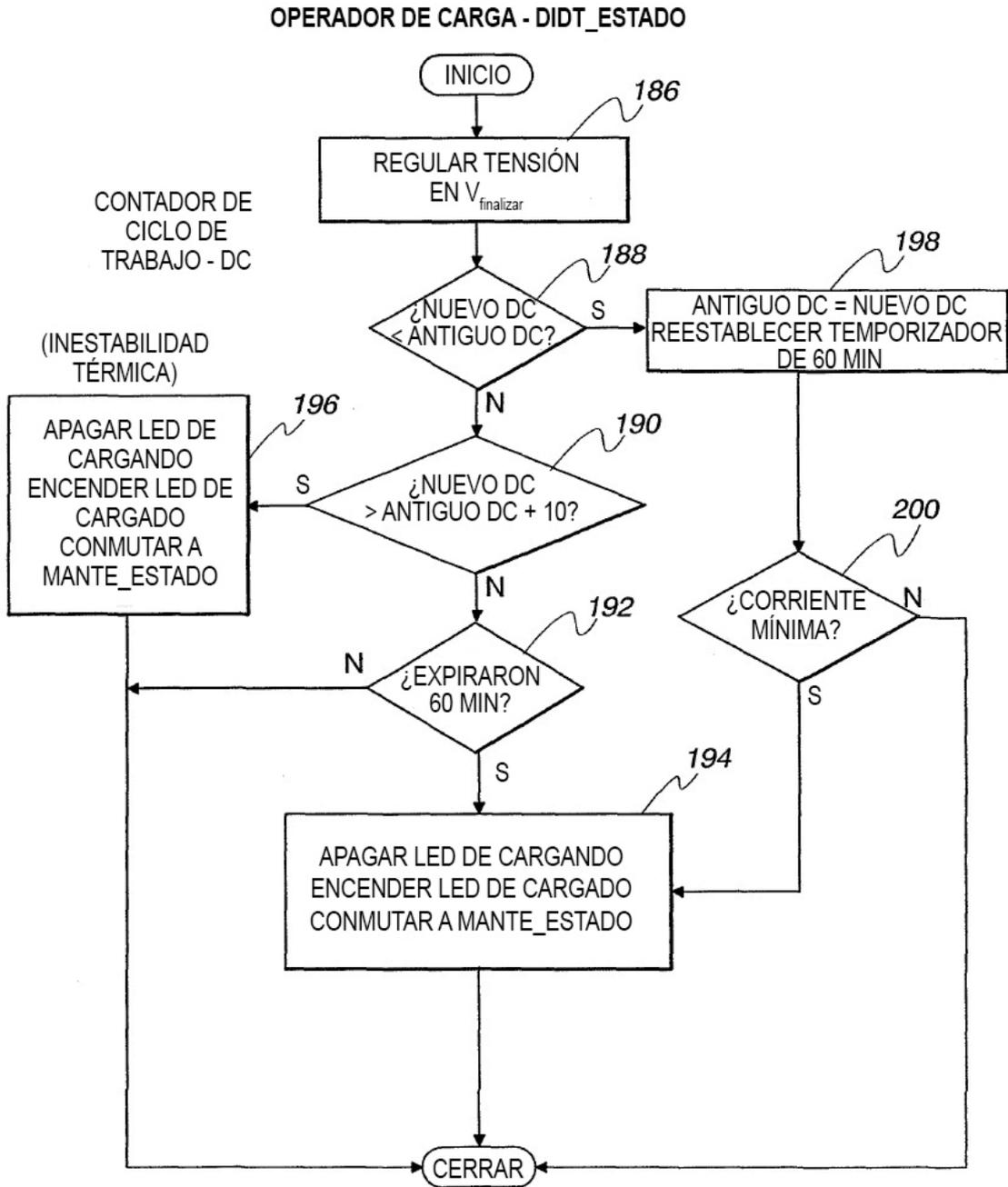


Fig. 7G

OPERADOR DE CARGA - MANTE\_ESTADO

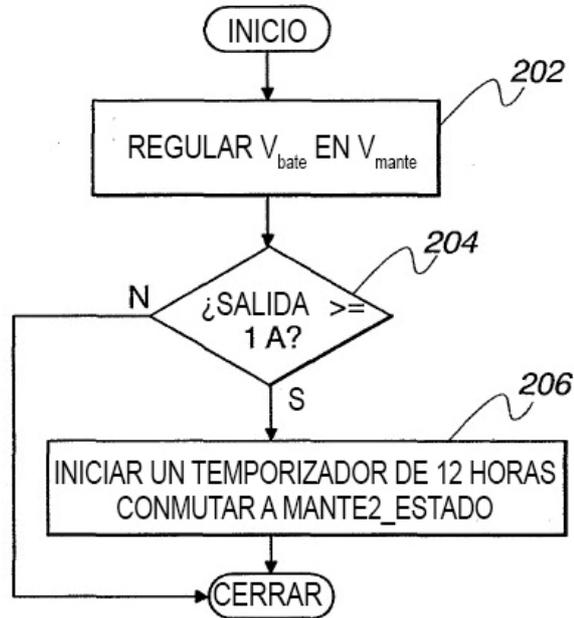


Fig. 7H

OPERADOR DE CARGA - MANTE2\_ESTADO

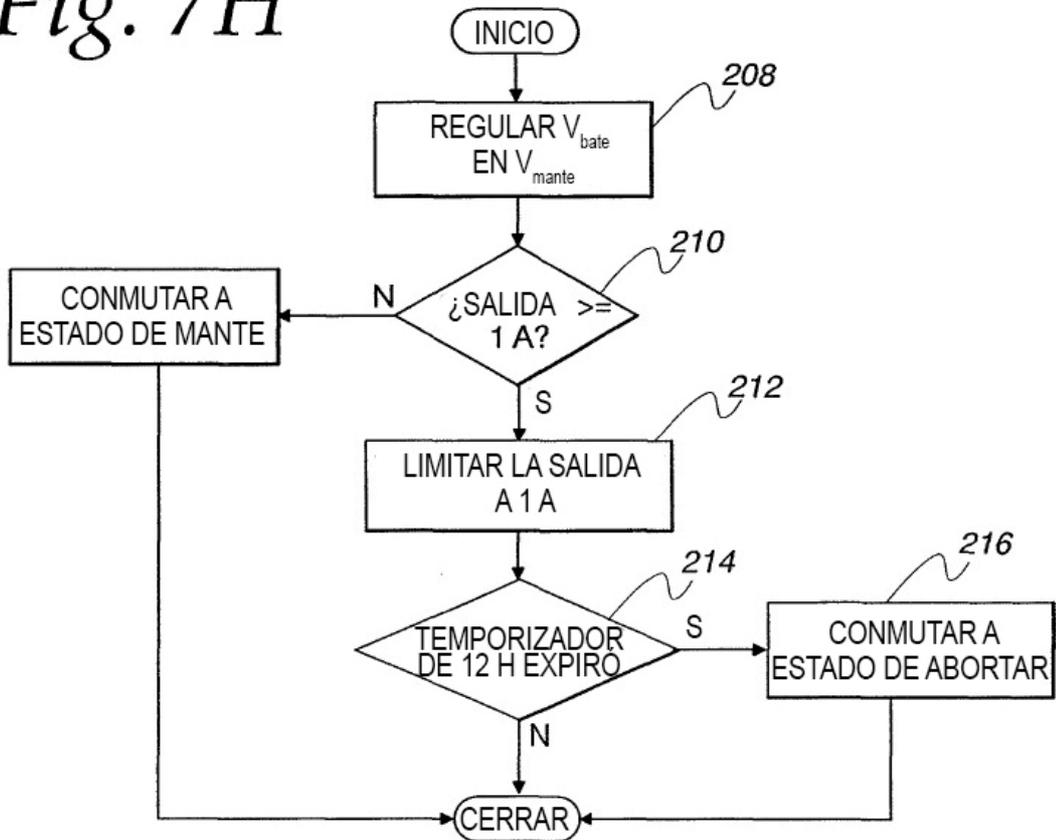


Fig. 7I

OPERADOR DE CARGA - DESULFATACIÓN

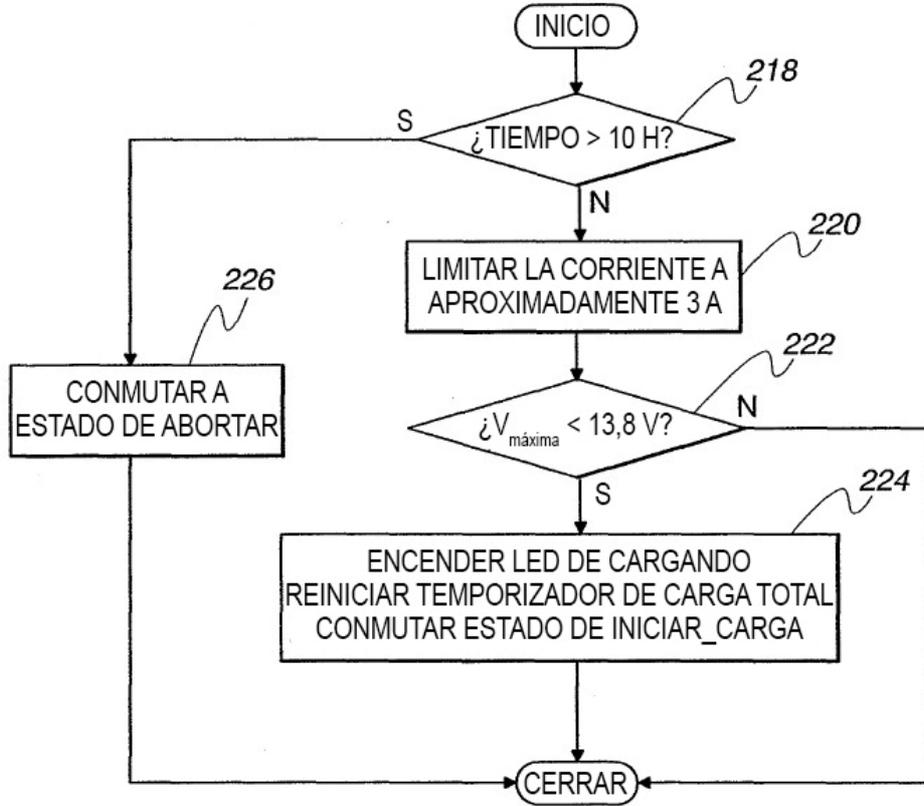
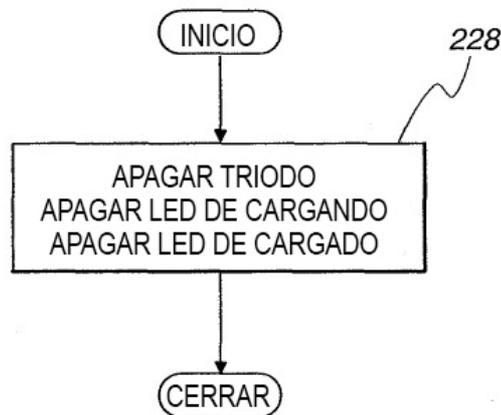


Fig. 7J

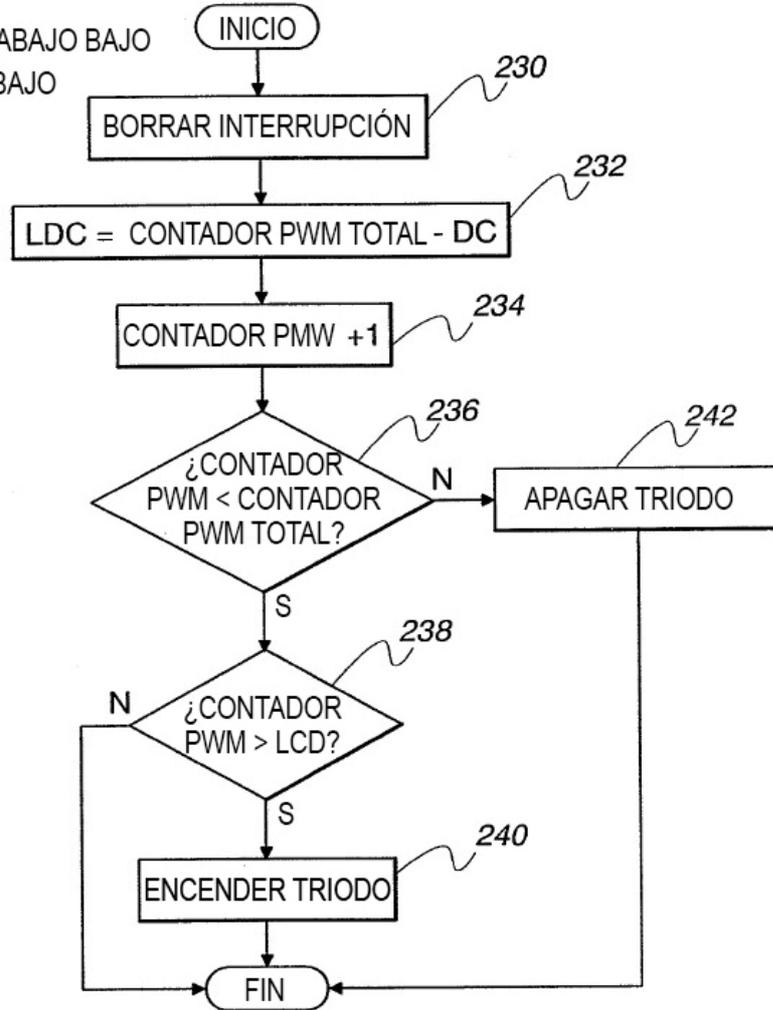
OPERADOR DE CARGA - ABORTAR



*Fig. 7K*

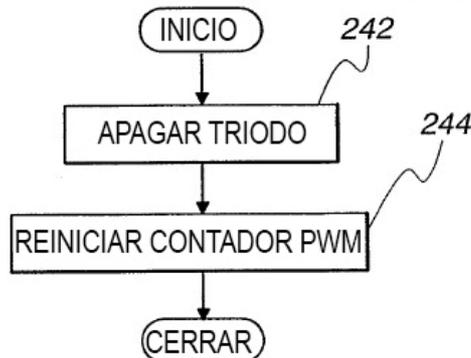
8,44  $\mu$ S RUTINA DE SERVICIO DE INTERRUPCIÓN DE TEMPORIZADOR PARA PWM

LDC - CICLO DE TRABAJO BAJO  
DC - CICLO DE TRABAJO

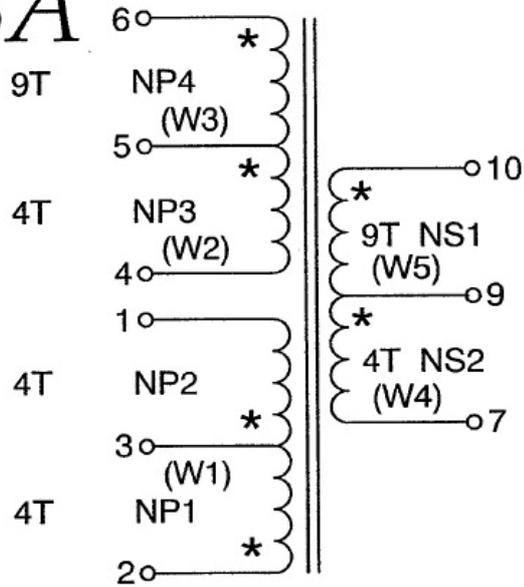


*Fig. 7L*

RUTINA DE SERVICIO DE INTERRUPCIÓN DE CRUCE DE CERO



*Fig. 8A*



*Fig. 8b*

