

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 563 810**

51 Int. Cl.:

B60L 11/18 (2006.01)

H02J 7/00 (2006.01)

H02M 7/23 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.01.2012 E 12702210 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.12.2015 EP 2665619**

54 Título: **Cargador de baterías para vehículos eléctricos**

30 Prioridad:

19.01.2011 EP 11151395

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

16.03.2016

73 Titular/es:

**ABB B.V. (100.0%)
George Hintzenweg 81
3068 AX Rotterdam, NL**

72 Inventor/es:

**KARDOLUS, MENNO;
SCHIJFFELEN, JOS H.;
GRÖNINGER, MARK y
VAN CASTEREN, DOLF**

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 563 810 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 baterías para vehículos eléctricos

La invención se refiere a un cargador de baterías para vehículos eléctricos.

5 Los cargadores de baterías conocidos para vehículos eléctricos o bien están configurados como cargadores de a bordo adaptados para ser incorporados en un chasis del vehículo o como cargadores estacionarios rápidos instalados en una estación de potencia. Los cargadores de a bordo pueden ser enchufados en un casquillo de potencia de la red eléctrica monofásica de 230V-16A en casa del usuario, de manera que la batería puede ser cargada durante la noche con una potencia de carga del orden de magnitud de 3,5 kW. Los cargadores rápidos están alimentados típicamente por una fuente de la red eléctrica trifásica de 400 V-40A y pueden tener una potencia de carga de varias decenas de kW para cargar la batería hasta 80-100% de su capacidad total en un tiempo de 10 a 10 30 minutos. Éstas requieren una conexión de coche, por ejemplo de acuerdo con las especificaciones de la Norma CHAdeMo para coches eléctricos (<http://chademo.com/>).

Ambos tipos de cargadores de baterías requieren el uso de componentes electrónicos de alta calidad que pueden resistir altas tensiones y altas corrientes y, por lo tanto, son relativamente costosos.

15 Un objeto de la invención de proporcionar un cargador de baterías fiable que se puede fabricar a bajo coste.

Con el fin de conseguir este objeto, el cargador de baterías de acuerdo con la invención está compuesto de al menos tres módulos convertidores AC-DC idénticos controlados por corriente, que tienen salidas protegidas contra corriente inversa conectadas en paralelo a un terminal de carga de la batería.

20 Puesto que los módulos convertidores están controlados por corriente, mientras que las tensiones de salida de todos los módulos están determinadas por la tensión de la batería y, por lo tanto, son iguales, es posible conectar las salidas juntas, de manera que la corriente de carga en la batería será la suma de las corrientes proporcionadas por los módulos individuales. Por lo tanto, los módulos pueden estar diseñados para corriente punta más baja, de modo que se pueden emplear componentes menos costosos. Puesto que cada cargador consta de una pluralidad de módulos, la producción en masa de los módulos conduce a una reducción adicional de los costes. La salida de cada 25 módulo está protegida, por ejemplo, por un diodo, de manera que se pueden evitar de manera fiable corrientes inversas destructivas en el caso de un fallo de uno de los módulos.

Características opcionales más específicas de la invención se indican en las reivindicaciones dependientes.

30 Con preferencia, los módulos que tienen un diseño básico idénticos se utilizan para ambos cargadores de a bordo y cargadores rápidos, siendo conseguida la potencia más alta del cargador rápido combinado un número mayor de módulos.

35 En una forma de realización preferida, incluso el cargador de a bordo tiene una construcción modular y está compuesto de tres módulos. Estos tres módulos pueden estar conectados en paralelo a una tensión AC monofásica de 230 V, pero se pueden conectar también a una fuente de tensión trifásica. En el último caso, los lados de entrada de los módulos estarán conectados a las tres fases en una configuración de triángulo, de manera que cada módulo será accionado por una tensión de 400 V AC. Por otra parte, esto permite operar sobre el cargador de a bordo con potencia más alta y, por consiguiente, acortar el tiempo de carga de la batería cuando una fuente de potencia trifásica está disponible en la vivienda. Por otra parte, una pluralidad de tales unidades, cada una de las cuales está formada por tres módulos, se puede combinar para formar un cargador rápido estacionario alimentado desde una fuente trifásica.

40 En una forma de realización preferida, los módulos convertidores están formados por convertidores resonantes, cuya corriente de salida puede ser controlada sobre un rango de control grande variando la frecuencia de conmutación y/o el patrón de conmutación de los conmutadores que excitan el circuito de resonancia del convertidor.

45 Puesto que la eficiencia de un convertidor resonante es máxima cuando es accionado cerca de la frecuencia de resonancia, es decir, a potencia máxima, se prefiere que la corriente de salida esté adaptada aproximadamente a la demanda variando el número de módulos activos del cargador, y la sintonización fina de la corriente de salida a la demanda se consigue accionando solamente uno de los módulos a potencia reducida, mientras que todos los otros módulos activos son accionados a plena potencia.

50 En el caso de que uno de los módulos falle, es posible generar una señal que indica la potencia todavía disponible de los módulos restantes al controlador de la batería que controla el proceso de carga de la batería, de manera que el proceso de carga puede ser continuado con potencia reducida.

A continuación se describirán formas de realización de la invención en combinación con los dibujos, en los que:

La figura 1 es un diagrama de circuitos de un módulo convertidor de potencia.

La figura 2 muestra formas de las ondas para explicar la función del módulo convertidor de potencia mostrado en la figura 1.

La figura 3 muestra formas de las ondas que ilustran un modo de funcionamiento con corriente de salida reducida.

5 La figura 4 es un diagrama de bloques de un controlador para controlar la conmutación del módulo convertidor mostrado en la figura 1.

Las figuras 5 y 6 muestran formas de las ondas que ilustran diferentes modos de funcionamiento del módulo convertidor.

10 La figura 7 muestra un diagrama de bloques de una unidad de convertidor compuesta de tres módulos convertidores y configurada como un cargador de baterías de a bordo.

La figura 8 muestra un circuito de suministro de potencia para los módulos convertidores de la unidad mostrada en la figura 7.

La figura 9 es una vista esquemática de la sección transversal de la unidad de convertidor.

15 La figura 10 es un diagrama que ilustra un método de control de las corrientes de salida de los módulos convertidores de la unidad mostrada en las figuras 7 a 9.

La figura 11 es un diagrama de bloques de un cargador rápido compuesto de una pluralidad de unidades del tipo ilustrado en las figuras 7 a 9.

La figura 12 es un diagrama que ilustra un método de control de las corrientes de salida de las unidades que componen el cargador rápido.

20 La figura 13 es un diagrama de bloques de un cargador rápido de acuerdo con otra forma de realización, y

La figura 14 es un diagrama que ilustra un método de control de las corrientes de salida de las unidades que componen el cargador rápido mostrado en la figura 13.

En primer lugar, con referencia a las figuras 1 a 6, se describirá un ejemplo de un convertidor resonante, que puede ser utilizado como un módulo convertidor M1 en un cargador de batería de acuerdo con la invención.

25 Como se muestra en la figura 1, el módulo convertidor resonante M1 está dispuesto para convertir una tensión de entrada U_{in} en una tensión de salida DC U_{out} que será igual a la tensión de la batería. La tensión de entrada U_{in} es una tensión DC o una tensión DC pulsátil suministrada por una fuente de tensión 12.

30 Un tanque de resonancia 14 está formado por un inductor L_t y dos condensadores C_{r1} y C_{r2} y está conectado a la fuente de tensión 12 a través de un semi-puente 16 formado por conmutadores Q_1 y Q_2 . Los conmutadores Q_1 y Q_2 son conmutadores electrónicos, por ejemplo IGBTs. Las puertas de los tres conmutadores están conectadas a un controlador de módulo electrónico 18 (figura 4) que se describirá más adelante. Un condensador de protección C_{s1} y C_{s2} está conectado en paralelo a cada uno de los conmutadores Q_1 y Q_2 .

35 Los conmutadores son abiertos y cerrados de forma alterna a una frecuencia de conmutación en el orden de magnitud desde 25 kHz hasta 50 kHz para provocar que oscile el tanque de resonancia 14, que puede tener una frecuencia de resonancia de 25 kHz, por ejemplo. Los componentes de la capacidad del tanque de resonancia 14 están formados por los condensadores C_{r1} y C_{r2} , que están dispuestos simétricamente con respecto al inductor L_r , justo como los conmutadores Q_1 y Q_2 . El condensador C_{r1} está conectado entre el polo positivo de la fuente de la tensión 12 y el inductor L_r y el condensador C_{r2} está conectado entre el inductor L_r y el polo negativo de la fuente de la tensión.

40 Dos condensadores C_2 y C_3 con la misma capacidad están conectados en serie entre los polos positivo y negativo de la fuente de la tensión 12, en paralelo con el tanque de resonancia 14. Cuando el tanque de resonancia oscila, una tensión U_r en el punto que conecta el inductor L_r a los condensadores C_2 y C_3 oscilará alrededor de una tensión central que se define por el punto medio entre los condensadores C_2 y C_3 . La tensión U_r acciona el lado primario de un transformador T, cuyo lado secundario está conectado a un rectificador 20 formado por un puente completo de diodo D y un condensador C_4 . La caída de la tensión a través el condensador C_4 forma la tensión de salida U_{out} .
45 Cuando una carga (batería) está conectada, se cierra un circuito de descarga para el condensador C_4 y una corriente de salida I_{out} puede fluir para cargar la batería.

Cuando el conmutador Q_1 está conectado mientras el conmutador Q_2 está desconectado, una corriente de entrada I_{in} fluirá a través del conmutador Q_1 y el inductor L_r para cargar el condensador C_{r2} . Mientras la caída de la tensión a

través del inductor L_r es positiva ($U_{in} > U_r$), se incrementará una corriente I_r en el tanque de resonancia 14, y se descargará el condensador C_{r1} . Cuando el condensador C_{r1} ha sido descargado completamente, el inductor L_r provocará que la corriente I_r continúe, de manera que el condensador C_{r2} se cargará todavía más y el condensador C_{r1} se cargará con polaridad opuesta. La caída de la tensión a través del inductor se vuelve negativa y se reduce la corriente I_r . Eventualmente, la corriente I_r cargará de signo. Entonces el conmutador Q_1 se desconecta y el conmutador Q_2 se conecta, de manera que los condensadores C_{r1} y C_{r2} se descargarán a través el inductor L_r y el conmutador Q_2 . La corriente se incrementará hasta que el condensador C_{r2} se descargue, y entonces la corriente caerá gradualmente hasta cero, mientras que la tensión U_r se vuelve negativa con relación al polo negativo de la fuente de la tensión. Entonces, el conmutador Q_2 se desconectará y el conmutador Q_1 se conectará de nuevo, de manera que se puede iniciar otro ciclo. De esta manera, una corriente primaria en el transformador T se mantiene oscilando. Cuando la frecuencia de conmutación de los conmutadores Q_1 y Q_2 está próxima a la frecuencia de resonancia del tanque de resonancia 14, se transferirá un máximo de potencia.

Con el fin de prevenir que la fuente de la tensión 12 se cortocircuite a través de los conmutadores Q_1 y Q_2 , los periodos de conexión de estos conmutadores deben estar siempre separados por un cierto tiempo muerto mínimo. Durante estos tiempos muertos, las corrientes que fluirían de otra manera a través de los conmutadores serán desviadas a los condensadores de protección C_{r1} y C_{r2} y, hasta una parte pequeña, dentro de las capacidades del dispositivo de los IGBTs.

La figura 2(A) ilustra la secuencia de periodos de conexión y desconexión de los conmutadores Q_1 y Q_2 . En este ejemplo, los periodos de conexión están separados por tiempos muertos T_d que, por razones de mayor claridad más adelante, son mayores que el tiempo muerto mínimo mencionado anteriormente.

La figura 2(B) ilustra una forma de la onda de una tensión U_s que es detectada por un sensor de tensión 22 (figura 1) en el punto de unión entre los dos conmutadores Q_1 y Q_2 . Por lo tanto, la tensión U_s corresponde a la caída de la tensión a través del conmutador Q_2 , mientras que $U_{in} - U_s$ representa la caída de la tensión a través del conmutador Q_1 . Como una consecuencia de la simetría de circuito mostrado en la figura 1, la forma de la onda de la tensión U_s mostrada en la figura 2(B) es simétrica a un punto.

La figura 2(C) muestra la tensión U_r del tanque de resonancia. En resonancia, esta tensión está retrasada en 90° con relación a la tensión U_s .

La figura 2(D) muestra la corriente I_2 en el tanque de resonancia. Esta corriente está 90° por delante de la tensión U_r y, por lo tanto, está aproximadamente en fase con la forma de la onda (no-sinusoidal) de la tensión U_s .

En el tiempo t_1 en las figuras 2(A)-(D), el conmutador Q_1 está conectado, mientras que el conmutador Q_2 está desconectado. La corriente I_r es suministrada por el conmutador Q_1 cerrado y se incrementa la tensión U_r . En el tiempo t_2 , la tensión U_r ha alcanzado su máximo y, de acuerdo con ello, la corriente I_r cruza cero. En este instante, el conmutador Q_1 está desconectado. Esta conmutación de la corriente cero del conmutador Q_1 tiene la ventaja de que se evitan en gran medida los efectos perjudiciales de corrientes de cola en el conmutador Q_1 de IGBT.

La tensión U_s que ha sido estabilizada a U_{in} se permite que caiga ahora, como se muestra en la figura 2(B). Si el punto de unión entre los conmutadores Q_1 y Q_2 no estuviera conectado al tanque de resonancia 14, la conexión en serie de los condensadores C_{s1} y C_{s2} alcanzaría un equilibrio, y U_s caería a $U_{in}/2$. Sin embargo, los condensadores C_{s1} y C_{s2} forman otro circuito oscilante con el inductor L_r y este circuito oscilante tiende a descargar todavía más C_{s2} . De manera ideal, U_s caería, por lo tanto, a cero.

Con el fin de reducir las pérdidas de conmutación, el tiempo muerto T_d debería seleccionarse de tal manera que el conmutador Q_2 se conecte en un momento preciso cuando U_s alcanza cero, debido a que entonces no se disipará ninguna energía que ha sido almacenada en el condensador C_{s2} cuando este condensador se cortocircuite. Sin embargo, en la práctica, no siempre puede alcanzarse exactamente cero, debido a que el circuito oscilante está sometido a influencias externas, tales como fluctuaciones de la tensión de entrada U_{in} y cambios de las condiciones de carga. Éste es el motivo por el que no siempre se puede conseguir la conmutación de tensión cero deseable. Sin embargo, cuando esto se puede conseguir, es una llamada conmutación valle, es decir, que el conmutador Q_2 se conecta cuando U_s (su valor absoluto) alcanza un mínimo. El tiempo t_3 exacto en el que se cumple esta condición dependerá también de las influencias externas mencionadas anteriormente y, por lo tanto, pueden variar para condiciones de funcionamiento variables del convertidor.

En el tiempo t_4 el conmutador Q_2 se desconectará de nuevo (conmutación de corriente cero en resonancia), y el proceso de descarga del condensador C_{s1} entre t_4 y t_5 está en simetría de espejo el proceso entre t_2 y t_3 . En t_5 el conmutador Q_1 se conecta de nuevo (conmutación valle para Q_1) y se iniciará otro ciclo.

En este módulo convertidor, el controlador del módulo 18 (figura 4) está configurado para determinar los tiempos t_3 y t_5 de conexión sobre la base del valor actual de la tensión U_s como se mide por el sensor de tensión 22, de manera que se puede cumplir la condición ZVS o al menos la condición de conmutación valle incluso en condiciones

operativas variables del convertidor.

En el ejemplo que se describe aquí, la frecuencia de conmutación de los conmutadores Q_1 y Q_2 se varía con el fin de cumplir con demandas variables para la corriente de salida I_{out} . Por ejemplo, la frecuencia de conmutación puede variar en un rango entre 25 kHz y 50 kHz.

- 5 Las figuras 3(A)-(C) muestran formas de la onda para un modo de operación, en el que el convertidor opera sobre resonancia. Puesto que los tiempos muertos T_d están determinados por la condición de conmutación valle, un incremento de la frecuencia de conmutación significa que el ciclo operativo de los periodos de conexión de los conmutadores Q_1 y Q_2 se acorta, como se puede ver comparando la figura 3(B) con la figura 2(A). La frecuencia de conmutación se determina por una señal de reloj CLK, cuya forma de la onda se muestra en la figura 3(A). Los
- 10 tiempos de los pulsos de reloj corresponden a tiempos de desconexión t_2 y t_4 en la figura 2, es decir, que los pulsos de reloj disparan de manera alterna las operaciones de desconexión de los conmutadores Q_1 y Q_2 . Las operaciones de conexión serán determinadas entonces por el criterio de conmutación de valle.

- 15 La figura 3(C) muestra la tensión U_r del tanque de resonancia para el modo fuera de resonancia. Puesto que la frecuencia de conmutación es más alta que la frecuencia de resonancia, la demora de fase de la tensión U_r es mayor que 90° , y la amplitud es menor, de manera que se transfiere menos potencia al lado de salida. Los ciclos operativos acortados de los conmutadores Q_1 y Q_2 contribuirán también a la transferencia de potencia reducida (y también a una reducción de la corriente de entrada I_{in}).

El controlador del módulo 18 se describirá a continuación con más detalle por referencia a la figura 4.

- 20 En este ejemplo, la fuente de la tensión 12 está formada por un suministro de potencia que tiene un puente completo de diodo 12a para rectificar una tensión de rejilla AC $U_{rejilla}$. Para conseguir un factor de potencia alto en el lado de entrada, el convertidor tiene una funcionalidad de corrección del factor de potencia. De acuerdo con ello, la capacidad de entrada (filtro) se selecciona lo más pequeña posible. Por lo tanto, en este ejemplo, la tensión de entrada U_{in} para el módulo convertidor M1 tiene una forma de la onda compuesta de semiondas positivas sinusoidales.

- 25 El módulo convertidor M1 está controlado por corriente, es decir, que la corriente de salida I_{out} está controlada por un valor objetivo dado designado por la señal de demanda $I_{out \text{ Punto de referencia}}$, que se suministra al controlador del módulo 18. La corriente de salida real I_{out} es medida por un sensor de corriente 24 y es suministrada al controlador del módulo 18 como una señal de realimentación.

- 30 Una unidad principal 26 de controlador de módulos 18 compara la corriente de salida I_{out} con la señal de demanda $I_{out \text{ Punto de referencia}}$ y genera una señal de comando Cmd que es suministrada a un multiplicador 28. Un sensor de tensión 10 detecta la tensión de entrada U_{in} y emite una señal que representa esta tensión de entrada a otra entrada del multiplicador 28. El producto de la señal de comando Cmd y la tensión de entrada U_{in} es suministrado a una sub-unidad 32 del controlador del módulo 18 como una señal de referencia $I_{in \text{ ref}}$. La sub-unidad 32 compara esta señal de referencia con la corriente de entrada I_{in} que es detectada por un sensor de corriente 34. Como resultado de la
- 35 comparación, la sub-unidad 32 emite una señal de frecuencia f a un generador de reloj 36. Este generador de reloj recibe, además, una señal de sincronización sync que es derivada desde la tensión de entrada U_{in} y genera una señal de reloj CLK con la frecuencia f y sincronizada con la tensión de entrada pulsátil U_{in} e, indirectamente, con la tensión de rejilla $U_{rejilla}$.

- 40 La señal de reloj CLK es suministrada a un controlador de conmutación 38 que recibe, además, la tensión U_s como es detectada por el sensor de tensión 22 y controla las puertas de los conmutadores Q_1 y Q_2 . Por ejemplo, el controlador de conmutador 38 puede determinar los tiempos de conexión supervisando el valor absoluto y la derivada de tiempo de U_s . Por lo tanto, en un modo normal de funcionamiento, el controlador de conmutador 38 controla los tiempos de desconexión de los conmutadores Q_1 y Q_2 sobre la base de la señal de reloj CLK y los tiempos de conexión de los conmutadores sobre la base de la tensión U_2 detectada. La sincronización de la señal de
- 45 reloj CLK con la tensión de rejilla tiene la ventaja de que se evitan las interferencias no deseables entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de la rejilla (50 Hz) y se reduce la EMI.

- La frecuencia de la señal de reloj CLK se varía con el fin de controlar la corriente de salida I_{out} y la corriente de entrada I_{in} . En un bucle de realimentación interior que comprende la sub-unidad 32, la corriente de entrada I_{in} es controlada para preservar la forma de la onda sinusoidal de la corriente de entrada (corrección del factor de potencia). La frecuencia de la señal de reloj CLK está controlada para provocar que la corriente de entrada I_{in} siga el
- 50 valor de referencia $I_{in \text{ ref}}$ que es el producto de U_{in} y la señal de comando Cmd constante (o lentamente variable), de manera que se fuerza a que I_{in} esté en fase con y tenga las mismas semi ondas sinusoidales que U_{in} .

- La amplitud de las semiondas de I_{in} se determina por la señal de comando Cmd que se varía en un bucle de realimentación exterior que comprende la unidad principal 26 y que provoca que la corriente de salida I_{out} siga la
- 55 demanda como se especifica por la señal de demanda $I_{out \text{ Punto de referencia}}$.

El controlador de conmutador 38 tiene diferentes modos de funcionamiento seleccionables por medio de una señal de modo Mod suministrada por la unidad principal 26. Por ejemplo, puesto que la señal de reloj CLK determina solamente los tiempos de conexión de los conmutadores Q_1 y Q_2 y los tiempos de conexión se determinan por el criterio de conexión de valle, está claro que debería preverse un modo inicial para suministrar el primero o los primeros impulsos de conexión a los conmutadores Q_1 y Q_2 hasta que el convertidor ha comenzado a resonar y se puede derivar una tensión U_s significativa. En una forma de realización preferida, la conmutación de valle solamente se permite en una ventana de tiempo pre-definida. Si la conmutación de valle falla, fuera de las condiciones operativas normales, se fuerza a que se conecten los conmutadores.

Cuando la demanda representada por I_{out} Punto de referencia se reduce, se puede incrementar la frecuencia de conmutación f para reducir la corriente de salida I_{out} de una manera correspondiente. Sin embargo, cuando se reduce adicionalmente el punto de referencia, se alcanzará un punto en el que la frecuencia de conmutación debe ser tan alta que incluso con el convertidor que se propone aquí, las pérdidas residuales de conmutación llegarían a ser predominantes. Éste es el motivo por el que el controlador de conmutación 38 tiene modos adicionales de funcionamiento que permiten reducir la corriente de salida incluso más allá de este punto.

La figura 5 ilustra, a una escala de tiempo reducida, la secuencia de pulsos de conexión y desconexión de los conmutadores Q_1 y Q_2 para un modo de funcionamiento, en el que se reduce la transferencia de potencia saltando periódicamente pulsos aislados de los pulsos de conexión de ambos conmutadores. En el ejemplo mostrado, uno de cada cuatro pulsos de conexión de ambos conmutadores es saltado, de manera que se reducirá la transferencia de potencia en un 25 %. Los tiempos en los que se saltan los pulsos de conexión de los dos conmutadores están desviados unos con respecto a los otros, lo que ayuda al tanque de resonancia a permanecer en el modo resonante. Aunque sería posible un salto aleatorio de los pulsos, se prefiere utilizar patrones de saltos de pulsos regulares pre-definidos, con el fin de evitar una cancelación aleatoria de los pulsos y variaciones sub-armónicas de la corriente de salida.

La figura 6 ilustra, a una escala de tiempo todavía más reducida, un modo de funcionamiento, en el que la secuencia de pulsos de conexión de ambos conmutadores se corta en ráfagas 40 que están separadas por interrupciones 42. En la práctica, el número de pulsos por ráfagas será significativamente mayor que el mostrado en la figura 6, suficientemente grande para que el tanque de resonancia de sintonice y las interrupciones 42 pueden ser tan grandes que las oscilaciones de resonancia pueden decaer hasta que se inicia la ráfaga siguiente. De esta manera, la transferencia de potencia se puede reducir al 50 % o incluso menos. No obstante, dado que la frecuencia de conmutación puede ser tan alta como 50 kHz, la frecuencia repetida de las ráfagas 40 puede ser tan grande que la oscilación resultante en la corriente de salida será insignificante.

Naturalmente, también es posible combinar el modo de salto de pulsos de la figura 5 con el modo de ráfagas de la figura 6, con el fin de reducir la transferencia de potencia todavía más. Adicionalmente, es posible variar la relación entre los pulsos saltos y los pulsos no saltados en el modo de saltos de pulsos y/o variar la relación entre la longitud de las ráfagas y a longitud de las interrupciones en el modo de ráfagas y todo esto se puede combinar adicionalmente con control de frecuencia. Por ejemplo, cuando se conmuta de un modo a otro, la frecuencia del convertidor se puede ajustar a un valor pre-definido, basado en una tabla de frecuencias o un algoritmo adecuado, para prevenir una etapa momentánea en la corriente de salida durante la transición.

A continuación se describirá una primera forma de realización de un cargador de baterías con referencia a las figuras 7 a 10.

Como se muestra en la figura 7, tres módulos convertidores M1, M2 y M3, cada uno de los cuales puede tener el diseño que se ha descrito anteriormente, están conectados juntos para formar una unidad de convertidor B1 que, en esta forma de realización, sirve como un cargador de batería de a bordo para una batería 44 de un vehículo eléctrico. El terminal de salida positivo de cada módulo convertidor está conectado al ánodo de un diodo 46. Los cátodos de todos los tres diodos 46 están conectados en común a un terminal positivo de la batería 44. El terminal negativo de la batería está conectado a los terminales de salida negativos de cada uno de los convertidores M1, M2, M3. De esta manera, cuando todos los tres módulos convertidores están funcionando, la batería 44 se cargará con una corriente que es la suma de las corrientes de salida de los tres convertidores. Las relaciones de arrollamientos de los transformadores T en los módulos convertidores M1 – M3 se seleccionan para que las tensiones de salida de todos los módulos correspondan a una tensión nominal de la batería.

Un controlador de batería 48 supervisa los parámetros de estado relevantes de la batería 44, incluyendo la corriente de carga, la tensión y la temperatura reales de la batería y controla la operación de carga de la batería emitiendo una señal de demanda I_t (que representa una corriente de carga objetiva) a un controlador del cuadro 50 de la unidad de convertidor B1. El controlador de cuadro 50 controla los tres convertidores M1 – M3 y, en particular, emite una señal de demanda (que corresponde a I_{out} Punto de referencia en la figura 4) al controlador del módulo 18 de cada módulo convertidor.

Un detector de corriente inversa 52 está dispuesto entre los diodos 46 y la batería 44 para detectar una corriente que

fluye en dirección inversa, es decir, desde la batería hacia los módulos convertidores, en el caso de un fallo de uno de los convertidores y el diodo asociado 46. En el caso de tal corriente inversa, el controlador del cuadro 59 desactivará todos los módulos convertidores.

5 Como una alternativa, el sensor de corriente inversa 52 puede ser sustituido por otro diodo que protege la batería contra corrientes inversas, o se pueden proporcionar detectores de corriente inversa entre el terminal de salida de cada convertidor y el diodo asociado 46 (en este caso, la función del detector de corriente inversa podría ocupar el lugar del detector de corriente de salida 24 mostrado en la figura 4).

10 Los tres módulos convertidores M1 – M3 y el controlador del cuadro 50 de la unidad B1 pueden estar formados en un cuadro de circuito impreso común 54 (figura 9) que está montado en una placa base 56 refrigerada con agua. En la figura 7, el sistema de refrigeración por agua para la unidad de convertidor B1 ha sido simbolizado por una línea de refrigerante 58. Otra línea de refrigerante 60 está prevista para refrigerar la batería 44 (especialmente cuando el vehículo está funcionando y la batería está descargada). Las líneas de refrigerante 58 y 60 están conectadas a un orificio de salida de una bomba 62 a través de una válvula de dos pasos 64. La bomba 62 tome el agua de refrigeración desde un depósito 66 en el que el agua circula a través de las líneas 58, 60. Un impulsador de la bomba 68 está dispuesto para controlar el funcionamiento de la bomba 62 sobre la base de señales de comando recibidas desde el controlador del cuadro 50 y/o el controlador de la batería 48. El controlador del cuadro 50 controla, además, la válvula de control 64, de manera que puede circular una cantidad suficiente de agua a través de la línea de refrigerante 58, mientras la batería 44 está cargada. Cuando el cargador de la batería no está funcionando, la válvula 64 se conmuta a un estado en el que conecta la bomba 62 solamente a la línea de refrigerante 60 para la batería.

15 La figura 8 es un diagrama de circuitos para un circuito de suministro de potencia para la unidad de convertidor B1 mostrada en la figura 7. Cuando el cargador de baterías de a bordo está conectado a un casquillo de la red eléctrica trifásica por un enchufe adecuado, las tensiones de las tres fases serán transportadas sobre los conductores L1, L2 y L3. Estos conductores están conectados en una configuración de triángulo a puentes completos de diodo 70, 72 y 74, de manera que cada puente completo rectificará una tensión AC fase-contra-fase de 25 400 V y suministrará la tensión rectificada resultante (tensión DC pulsátil) al lado de entrada de uno de los convertidores M1, M2 y M3. Puesto que las tres tensiones de entrada están rectificadas en la fase en 120°, la suma de las corrientes de salida de los tres módulos convertidores tendrá solamente una cantidad pequeña de oscilación, incluso cuando las tensiones de entrada de los tres módulos convertidores no están rectificadas por condensadores. De esta manera, es posible suprimirla oscilación en la corriente de carga de la batería hasta un nivel que es tolerable para la batería.

30 Por otra parte, cuando el cargador de la batería está conectado a un casquillo de la red eléctrica monofásica por un enchufe adecuado, se desarrollará una tensión de la red eléctrica monofásica (230 V) entre el conductor L1 y un conductor neutro N, mientras que los conductores L2 y L3 están inactivos. Un selector de modo de entrada 76 detecta las tensiones sobre los conductores L1, L2 y L3 y cuando se detecta una tensión solamente en el conductor L1, el selector de modo cierra los conmutadores S1 y S2 para conmutar el circuito de suministro de potencia a un modo monofásico. En este modo, la tensión sobre el conductor L1 contra el conductor neutro N es rectificada para el módulo convertidor M1 por dos de los diodos del puente completo 70 y otros dos diodos 78, 80 (estos cuatro diodos forman un puente completo). De manera similar, dos de los diodos del puente completo 72 y otros dos diodos 82, 84 forman un rectificador de puente completo para el módulo convertidor M2. Otro puente completo de diodo 86 rectifica la tensión L1-contra-N para el módulo convertidor M3. Puesto que, en este caso, todos los tres rectificadores están conectados en paralelo entre L1 y N, la oscilación en la corriente de carga puede ser algo mayor. Por otra parte, puesto que los módulos convertidores operan sólo a una tensión de entrada de 230 V, el valor absoluto de la corriente de carga será menor, y el valor absoluto de la oscilación se reducirá de manera correspondiente, de modo que la oscilación será todavía tolerable para la batería.

45 En una forma de realización modificada, cuando no está disponible ningún conductor neutro N, se puede formar una llamada punta de estrella virtual conmutando conexiones en serie de dos condensadores con la misma capacidad entre cada pareja de conductores de la red eléctrica L1, L2 y L3 e interconectando los puntos medios de las tres parejas de condensadores. La tensión entre uno cualquiera de los conductores de la red eléctrica L1 – L3 y la punta de estrella virtual se puede utilizar entonces para accionar el lado primario de un transformador que produce una tensión auxiliar para la circuitería de control.

50 Cuando la unidad de convertidor B1 mostrada en las figuras 7 y 8 se utiliza como un cargador de batería de a bordo, los componentes electrónicos y las conexiones entre ellos deben ser suficientemente robustos para resistir las deformaciones mecánicas, especialmente vibraciones, que pueden ocurrir en el vehículo. Por esta razón, como se muestra en la figura 9, los componentes electrónicos 88 del módulo convertidor en el cuadro de circuitos 54 puede ser encapsulado en una carcasa 90 y puede ser incrustado en un material en encapsulación 92. Como una alternativa, se puede proporcionar soportes mecánicos en la carcasa 90 para estabilizar los componentes 88.

En el curso de un proceso de carga para la batería 44, la corriente de carga demandada desde la unidad de

convertidor B1 será ajustada por el controlador de la batería 48 dependiendo del estado actual de la batería. La corriente de carga requerida, representada por la señal de demanda I_t , puede variar en un rango relativamente amplio. En la figura 10, la corriente de carga total I_{out} y las aportaciones contribuidas por los módulos convertidores individuales M1, M2 y M3 han sido mostradas como una función de la señal de demanda I_t . Cuando la señal de demanda I_t tiene su valor máximo I_{max} , el controlador del cuadro 50 operará todos los tres módulos convertidores M1 – M3 a plena potencia, es decir, que la frecuencia de conmutación será tan baja como la frecuencia de resonancia, de manera que las pérdidas de conmutación serán lo más bajas posible.

Cuando se reduce la demanda de corriente, la frecuencia de conmutación para el módulo M3 se incrementará, de manera que la corriente de salida de este módulo cae. La aportación de la corriente de carga total que es proporcionada por el módulo M3 ha sido indicada en la figura 10 por una zona rayada 94. Mientras tanto, los módulos M1 y M2 operan todavía a plena potencia como se simboliza por las zonas rayadas 96 y 98.

Cuando la señal de demanda se reduce adicionalmente y la frecuencia de conmutación del módulo M3 se eleva demasiado, este módulo se conmuta al modo de salto de pulsos ilustrado en la figura 5. Esto se simboliza por una zona 100 en la figura 10. La frecuencia de conmutación se ajusta de retorno a la frecuencia de resonancia y entonces se incrementa de nuevo gradualmente para responder a una demanda más creciente de corriente. Opcionalmente, puede existir una pluralidad de modos de salto de pulsos, en los que la relación entre los pulsos saltados y los pulsos activos se incrementa gradualmente para reducir adicionalmente la corriente de salida del módulo.

Cuando se ha alcanzado el límite del modo de salto, el controlador del cuadro 50 conmuta el módulo M3 al modo de ráfagas mostrado en la figura 6 y simbolizado por una zona 102 en la figura 10. De nuevo, la frecuencia de conmutación se ajusta de retorno a la frecuencia de resonancia y entonces se incrementa otra vez gradualmente para reducir adicionalmente la corriente de descarga.

Cuando con la demanda I_t más decreciente, la frecuencia de conmutación ha alcanzado su máximo, la frecuencia de conmutación del módulo M2 se incrementa y se reduce la participación de la corriente del segundo módulo M2 (bajada 104 en la figura 4).

Cuando la demanda de corriente se ha reducido tanto que puede ser satisfecha por los dos módulos M1 y M2 solos, se desactiva el módulo M3. Ambos módulos funcionarán a plena potencia y la eficiencia será máxima.

A medida que la señal de la demanda I_t se reduce todavía más, se repite el procedimiento descrito anteriormente para el módulo M2 y finalmente para el módulo M1. Cuando se ha alcanzado el mínimo I_{min} de la señal de demanda I_t , el único módulo que está todavía operativo está en el modo de ráfagas, y la frecuencia de conmutación se ha elevado al máximo.

De esta manera, la unidad de convertidor B1 funciona con la máxima eficiencia posible para cualquier demanda de corriente dada.

Como otro ejemplo de forma de realización, la figura 11 muestra un cargador de baterías 106 que está configurado como un cargador rápido estacionario y se puede conectar a la batería del vehículo 44 y su controlador 48 a través de conectores de enchufe de potencia y de control 108a, 108b.

El cargador de baterías 106 está formado por cinco unidades de convertidor B1, B2, B3, B4 y B5, cada una de las cuales puede estar configurada como en las figuras 7 a 9. La única diferencia principal es que el sistema de agua de refrigeración para las placas de base 56 está proporcionado en un bastidor (no mostrado) que aloja los cuadros de circuitos 54 de todas las cinco unidades. Además, puesto que los componentes electrónicos 88 no estarán sometidos a vibraciones sustanciales, no tienen que estar incrustados en material de encapsulación.

Se comprenderá que el cargador rápido funcionará con tensión de la red eléctrica trifásica de 400 V suministrada a cada unidad de convertidor en los conductores L1, L2 y L3 respectivos. Los selectores de modo 76 (figura 8) detectarán automáticamente la presencia de estas tensiones, de manera que los circuitos de entrada de todas las unidades se adaptarán automáticamente al modo trifásico.

El terminal de salida positiva de cada unidad de convertidor está conectado al terminal positivo de la batería 44 a través de un diodo 110 y un polo positivo común del conector de enchufe de potencia 108a, mientras que los terminales de salida negativa de las unidades de convertidor B1 – B5 están conectados al terminal negativo de la batería 44 a través de un polo negativo del conector de enchufe de potencia 108a. De nuevo, los diodos 110 tienen la finalidad de prevenir corrientes inversas destructivas. Se recordará que cada módulo convertidor de cada una de las unidades de convertidor B1 – B5 tiene también su propio diodo de salida 46 (figura 7), de manera que están previstos diodos 46, 110 redundantes para mayor seguridad. Naturalmente, se pueden proporcionar también uno o más detectores de corriente inversa para el cargador de baterías 106.

El controlador de la batería 48 de a bordo del vehículo está conectado en un consolador de bastidor 12 a través del

conector de enchufe de control 108b. El controlador de bastidor 112 controla cada una de las unidades de convertidor B1 – B5. El controlador de la batería 48 emite una señal de demanda I_{set} al controlador de bastidor 112 que proporciona las señales de demanda I_t a cada una de las unidades de convertidor. El controlador de bastidor 112 determina las participaciones de la corriente de carga total que deben ser proporcionadas por cada una de las unidades de convertidor de acuerdo con un esquema que es similar al esquema operativo de los controladores del cuadro 50 (figura 10) y se ha ilustrado en la figura 12. Cuando la señal de demanda I_{set} solicita una corriente de carga máxima, todas las tres unidades de convertidor B1 – B5 funcionarán a plena potencia, y cuando se reduce la demanda de corriente, las unidades se atenuarán sucesivamente y se desconectarán. Puesto que la corriente de salida suministrada por cada unidad individual no puede ser reducida por debajo de un cierto límite, existen estados de transición, en los que dos unidades funcional a potencia reducida al mismo tiempo, de manera similar como se muestra en la figura 10. Por ejemplo, cuando la corriente de salida de la unidad B5 no puede reducirse más, la corriente de salida de la siguiente unidad B4 se reduce en su lugar. Tan pronto como la demanda ha llegado a ser tan baja que puede ser satisfecha con las unidades B1 – B4 solas, se desconecta la unidad B5 y la unidad B4 funcionará de nuevo a plena potencia.

Como se muestra en la figura 11, el conector de enchufe de potencia 108a es supervisado por un circuito de supervisión 114. Se comprenderá que el conector de enchufe de potencia 108a debe ser capaz de transmitir corrientes de carga que pueden ser tan grandes como 100 A o más. Como una consecuencia, el contacto pobre en el conector de enchufe 108a daría como resultado un recalentamiento peligroso. El circuito de supervisión 114 está previsto para detectar la ocurrencia de un contacto pobre en el conector de enchufe. Por ejemplo, el circuito de supervisión 114 puede estar dispuesto para medir una caída de la tensión a través del conector de enchufe. Como otra alternativa, el circuito de supervisión puede detectar la temperatura en el enchufe o puede detectar señales RF que son inducidas por rechinar o chispas producidas en un conector. En el momento en el que el circuito de supervisión 114 detecta una condición de contacto malo, el controlador de bastidor 112 desactivará el cargador.

Además, el controlador de cargador 112 tiene una función de supervisión propia que supervisa el funcionamiento de todas las cinco unidades de convertidor B1 – B5. En el caso de que una de estas unidades falle, el controlador de bastidor 112 no sólo desconectaría esta unidad, sino que emitiría también una señal de error E al controlador de la batería 48, informando al controlador de la batería de que el cargador 106 solamente puede funcionar a una potencia reducida.

El controlador de la batería 48 vigila la corriente de carga y abortaría el proceso de carga si encuentra que le corriente de carga actual no corresponde a la señal de demanda I_{set} . Por lo tanto, cuando no se puede satisfacer la demanda de la corriente de carga debido a que una o más de las unidades de convertidor fallan, se abortaría el proceso de carga de la batería. No obstante, la señal de error E es capaz de conmutar el cargador de la batería 48 a un modo de potencia reducida en el que la señal I_{set} es suficientemente pequeña para ser satisfecha por las unidades restantes del cargador. Por ejemplo, cuando cada una de las unidades de convertidor B1 – B5 tiene una potencia máxima de 10 kW, y una de las unidades falla, la señal de error E provocaría que el controlador de la batería 48 se conmutase desde un modo de 50 kW hasta un modo de 40 kW, de manera que podría continuar el proceso de carga, aunque con potencia reducida.

El mismo concepto es aplicable también en el caso de fallo de uno de los módulos convertidores M1 – M3 en una de las unidades B1 – B5 o en el cargador de la batería de a bordo.

La figura 13 muestra una forma de realización de un cargador rápido con tres unidades de convertidor B1 – B3. La unidad B1 está compuesta de tres módulos M11, M12 y M13. La unidad B2 está compuesta de tres módulos M21, M22 y M23. La unidad B3 está compuesta de tres módulos M31, M32 y M33.

Cuando la demanda de corriente es máxima, todos los nueve módulos están funcionando a plena potencia. Cuando la demanda se reduce, se disminuye la salida de potencia de los módulos y eventualmente se desconectan en la secuencia que ha sido ilustrada en la figura 14. Este esquema asegura que la potencia sea distribuida siempre de una manera aproximadamente uniforme sobre las tres unidades B1, B2 y B3, lo que da como resultado una utilización eficiente de la capacidad de refrigeración de los módulos en los modos de potencia reducida.

En la figura 13, los módulos M13 (conectado entre L1 y L3), M21 (conectado entre L2 y L1) y M32 (conectado entre L3 y L2) se han mostrado con líneas finas, lo que simboliza que estos módulos son los primeros en desconectarse. Se observará que cuando estos tres módulos han sido desconectados, la carga será compensada entre las tres parejas de conductores L1 – L3.

Los módulos siguientes a desactivar serán M12, M23 y M31. Cuando estos tres módulos han sido desconectados también, la carga se compensará de nuevo. De esta manera, el esquema para desactivar módulos individuales en diferentes unidades B1 – B3 puede utilizarse para controlar el equilibrio de cargas en los conductores de la red eléctrica.

REIVINDICACIONES

- 1.- Un cargador de baterías para vehículos eléctricos, en el que el cargador de baterías (B1; 106) está compuesto de al menos tres módulos convertidores AC-DC idénticos controlados por corriente (M1, M2, M3), que tienen salidas protegidas contra corriente inversa conectadas en paralelo en un terminal de carga de la batería (44), en el que los módulos convertidores (M1, M2, M3) están configurados como convertidores resonantes y en los que el cargador de baterías comprende un controlador (50; 112) adaptado para controlar individualmente las corrientes de salida (I_{out}) de los módulos convertidores (M1-M3) de acuerdo con una señal de demanda variable (I_t ; I_{set}), de tal manera que la demanda de corriente coincide con el número mínimo posible de módulos convertidores activos, con el mayor número posible de convertidores funcionando a plena potencia, caracterizado porque un controlador de conmutador de cada módulo convertidor (M1-M3) tienen al menos dos modos diferentes de funcionamiento, que cubren rangos diferentes de corrientes de salida, y el controlados (50; 112) está adaptado para controlar los módulos de potencia, en respuesta a un cambio de la señal de demanda (I_t ; I_{set}), de tal manera que un cambio progresivo de la corriente de salida causado por la conmutación el modo de funcionamiento es compensado por un cambio de la frecuencia de conmutación (f) del convertidor resonante, de manera que la corriente de salida se convierte en una función continua de la señal de demanda.
- 2.- El cargador de baterías de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende al menos una unidad de convertidor (B1-B5) compuesta de tres módulos convertidores (M1, M2, M3) y que tiene un circuito de suministro de potencia (70 – 86) conmutable entre un modo de suministro trifásico y un modo de suministro monofásico.
- 3.- El cargador de baterías de acuerdo con la reivindicación 2, en el que el circuito de suministro comprende un selector de modo (76) adaptado para detectar la presencia de tensiones en conductores de la red eléctrica (L1, L2, L3) y para seleccionar de forma automática el modo de suministro en respuesta a las tensiones detectadas.
- 4.- El cargador de baterías de acuerdo con la reivindicación 2 ó 3, en el que el circuito de suministro de potencia comprende tres primeros circuitos puente (70 – 74) por los que, en el modo de suministro trifásico, los lados de salida de los módulos convertidores (M1, M2, M3) están conectados fase-contra-fase en una configuración triangular, y tres segundos circuitos puente (80-86) por los que en el modo monofásico, los lados de entrada de los módulos convertidores (M1, M2, M3) están conectados fase-contra-tierra en una configuración de estrella.
- 5.- El cargador de baterías de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, configurado como un cargador de baterías de a bordo, que comprende un cuadro de circuitos (54), en el que están montados componentes electrónicos y que está soportado sobre una placa base (56) refrigerada por líquido que se conecta a un sistema de refrigerante (58, 62) del vehículo, en el que un controlador (50) del cargador de baterías está adaptado para controlar el sistema de refrigerante de líquido.
- 6.- El cargador de baterías de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes 1 a 5, configurado como un cargador estacionario que se puede conectar a la batería del vehículo (44) a través de un conector de enchufe de potencia (108a).
- 7.- El cargador de baterías de acuerdo con la reivindicación 6, que comprende una pluralidad de unidades de convertidor (B1 – B5), cada una de las cuales tiene las características especificadas en una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 4 y que tiene sus salidas conectadas en paralelo al conector de enchufe de potencia (108a).
- 8.- El cargador de baterías de acuerdo con la reivindicación 6 ó 7, que comprende una pluralidad de unidades de convertidor (B1 – B5), cada una de las cuales está compuesta de tres módulos convertidores (M1, M2, M3) que se pueden conectar fase-contra-fase en una configuración triangular, y un sistema de control que tiene un modo de funcionamiento, en el que al menos dos unidades de convertidor funcionan a potencia reducida simultáneamente, siendo desactivable al menos un módulo convertidor en cada una de estas unidades.
- 9.- El cargador de baterías de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes 6 a 8, que comprende un circuito de supervisión (114) adaptado para detectar una condición de contacto del conector de enchufe de potencia (108a), y un controlador (112) adaptado para abortar el proceso de carga de la batería cuando el circuito de supervisión (114) detecta una condición de mal contacto del conector de enchufe.
- 10.- El cargador de baterías de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, que comprende un controlador (112) que se puede conectar a un controlador de la batería (48) para la batería del vehículo (14) y adaptado para transmitir una señal de error (E) al controlador de la batería (48) para conmutar el controlador de la batería a un modo de carga reducida de potencia cuando al menos uno de los módulos de convertidor (M1 – M3) falla.
- 11.- Un sistema de carga de batería para vehículos eléctricos, que comprende un cargador de batería de a bordo como se especifica en la reivindicación 5 y un cargador de batería estacionario (106) como se especifica en una cualquiera de las reivindicaciones 9 a 13, en el que el cargador de baterías de a bordo tiene el mismo diseño que un

módulo individual (M1 – M3) o una unidad individual (B1 – B5) del cargador de baterías estacionario (106).

Fig. 1

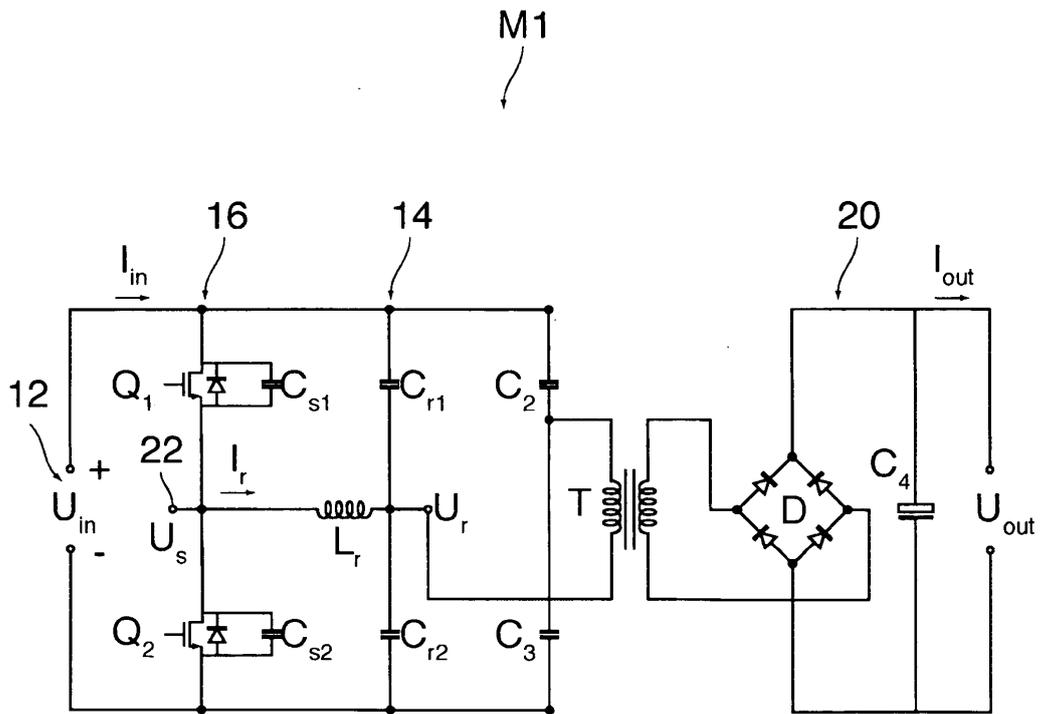


Fig. 2

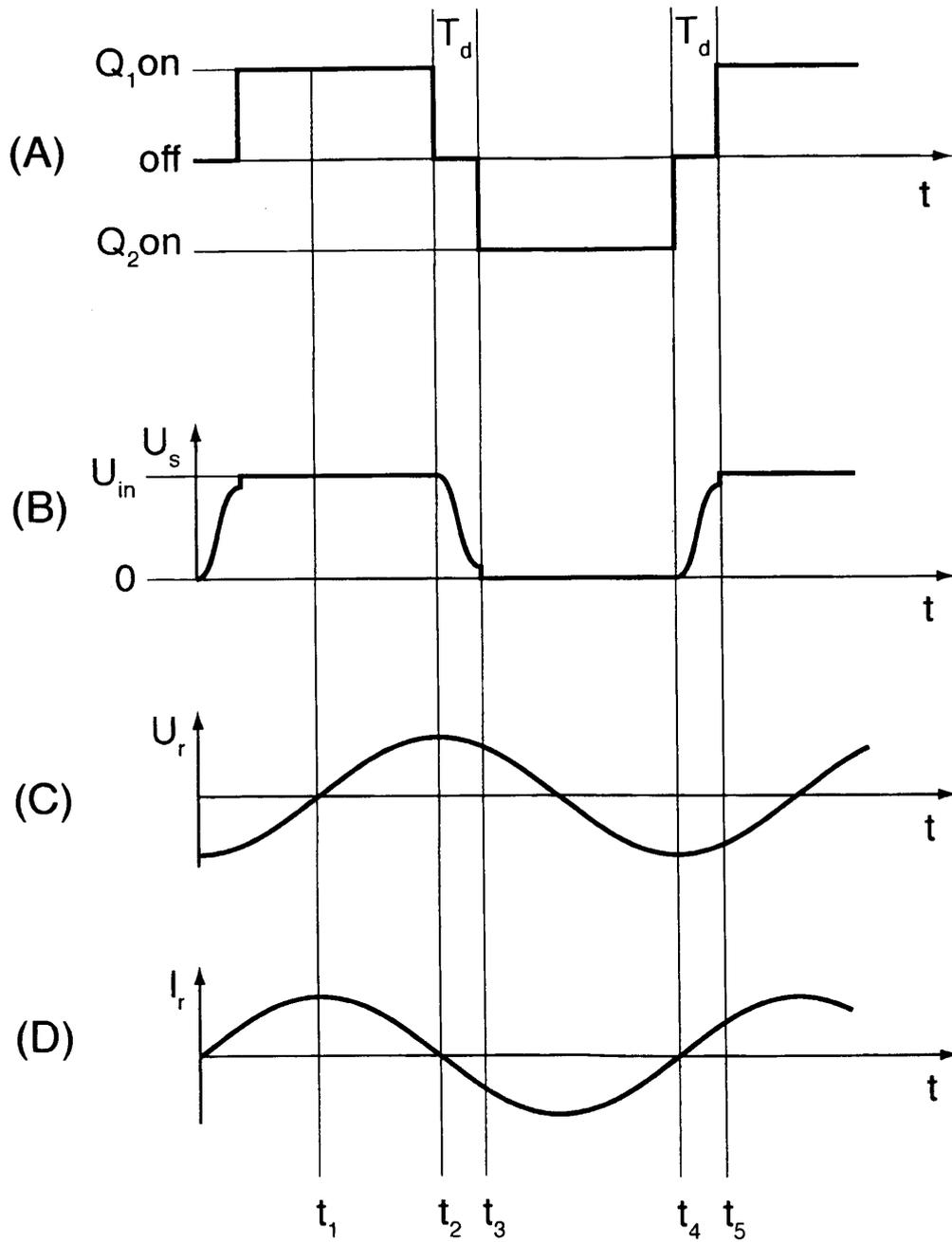


Fig. 3

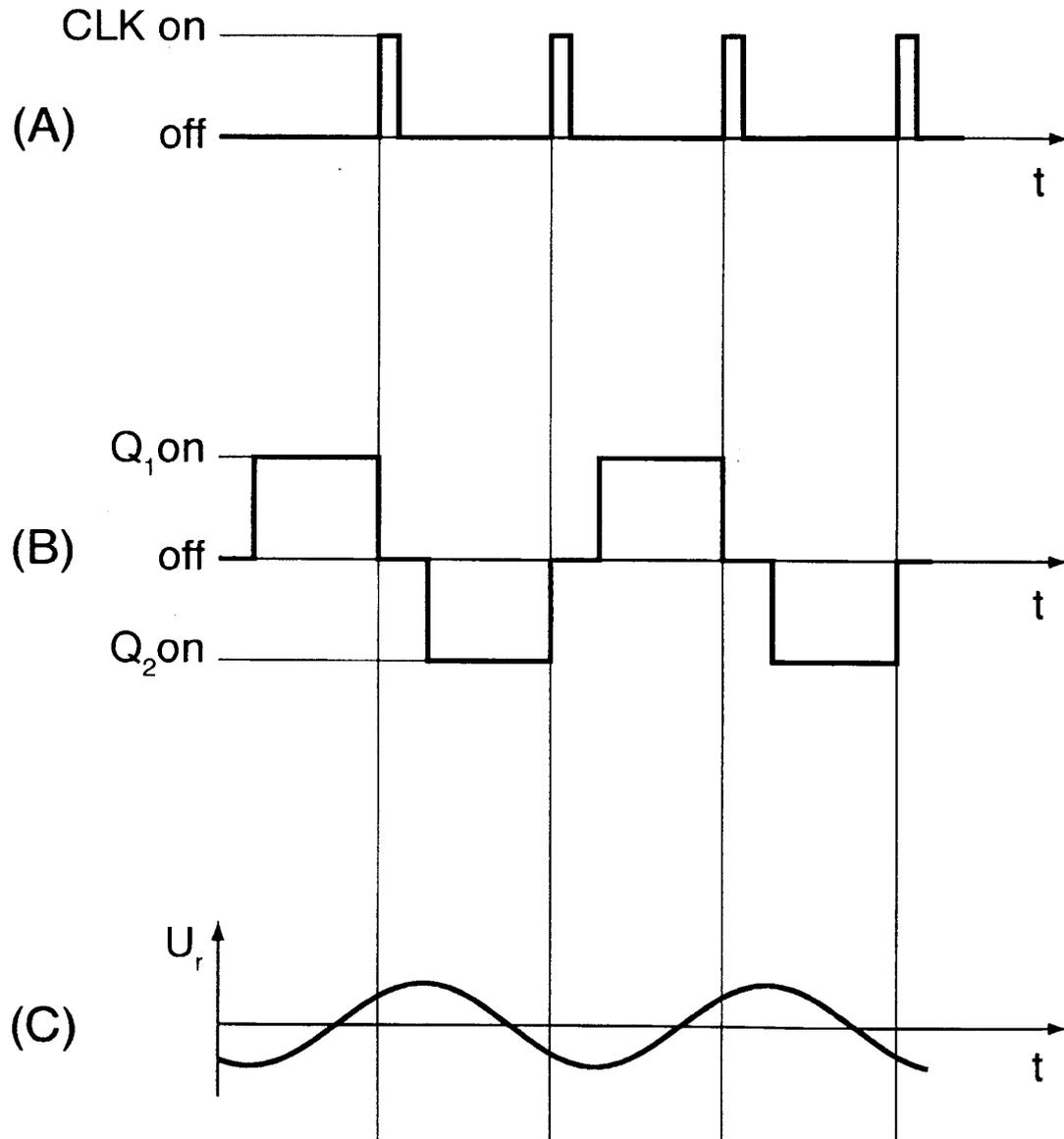


Fig. 4

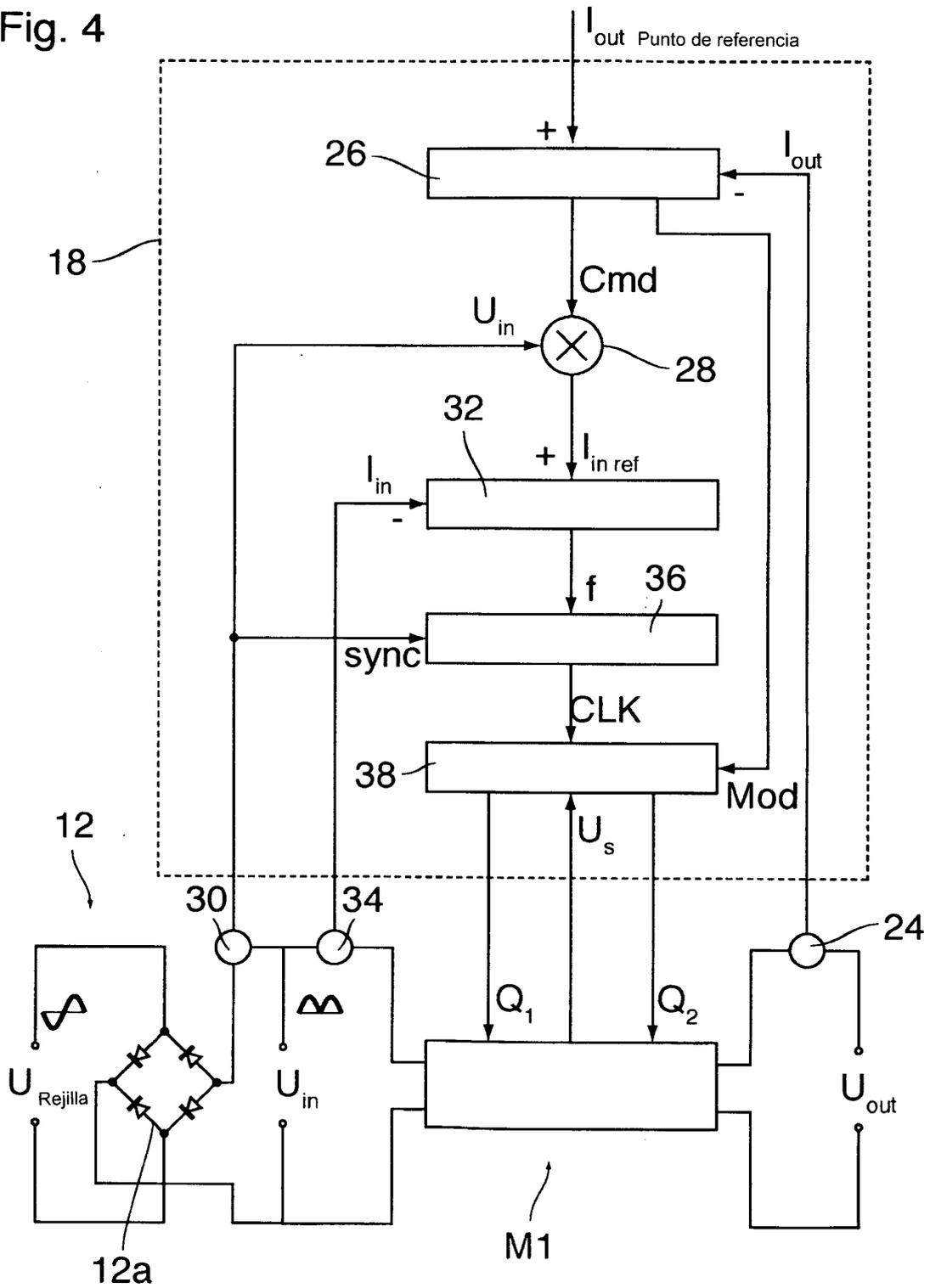


Fig. 5

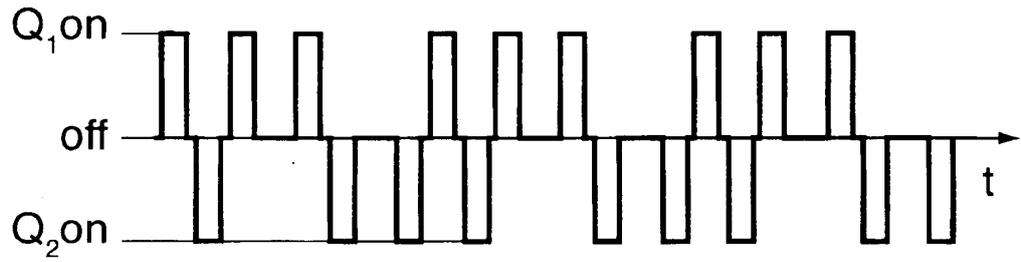


Fig. 6

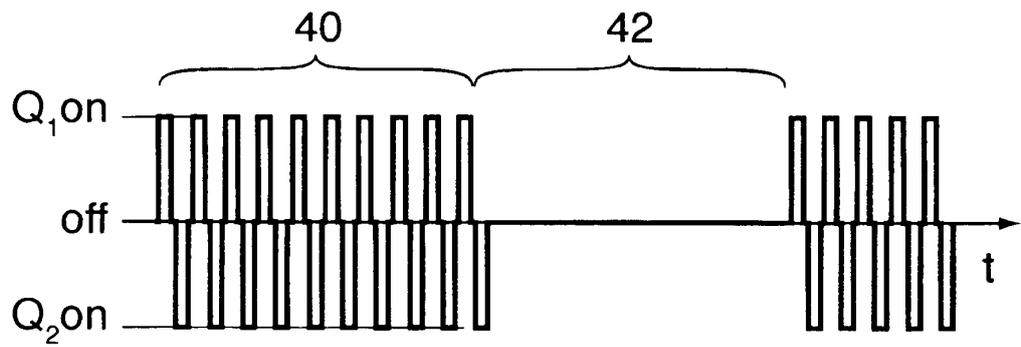


Fig. 8

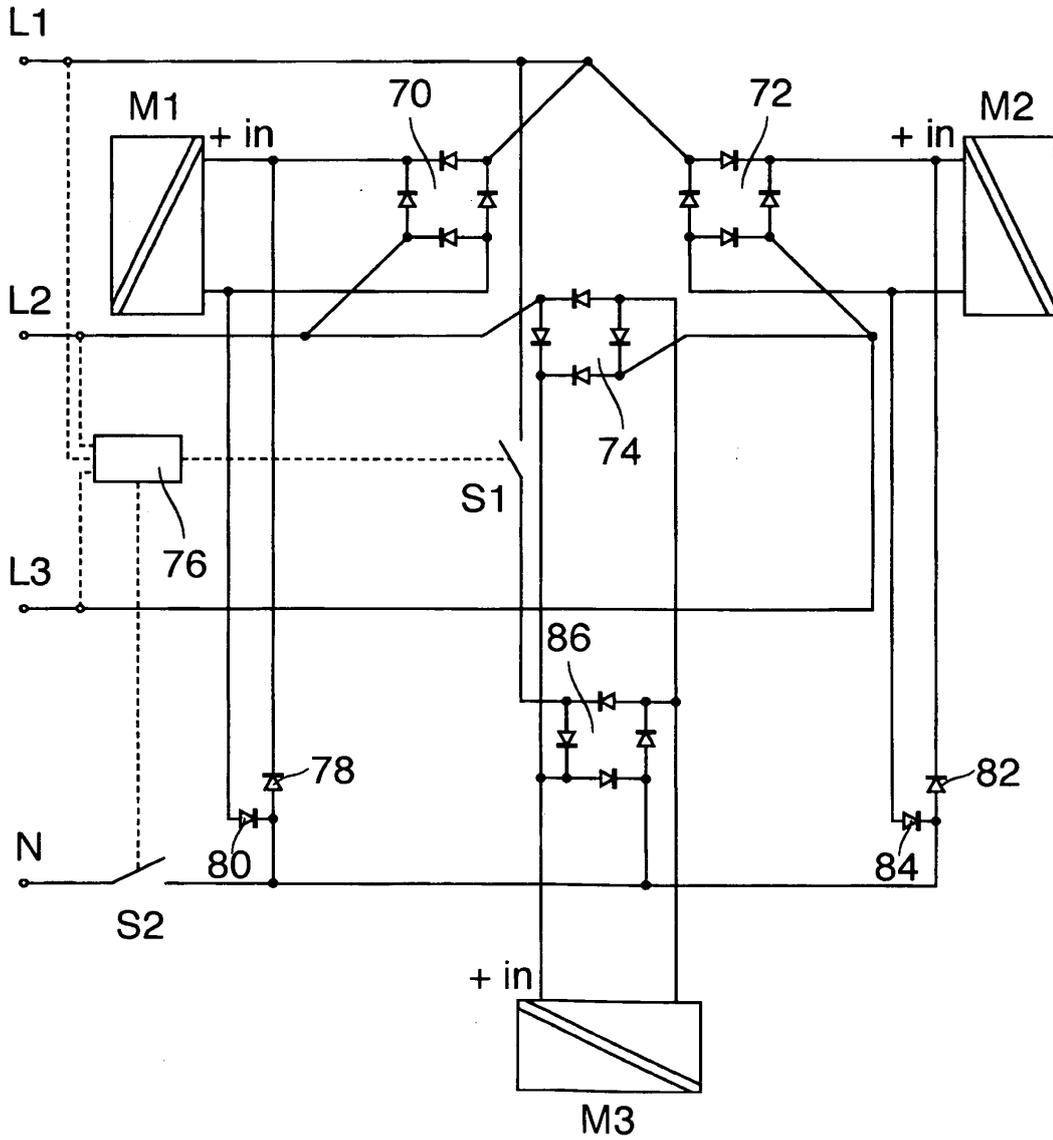


Fig. 9

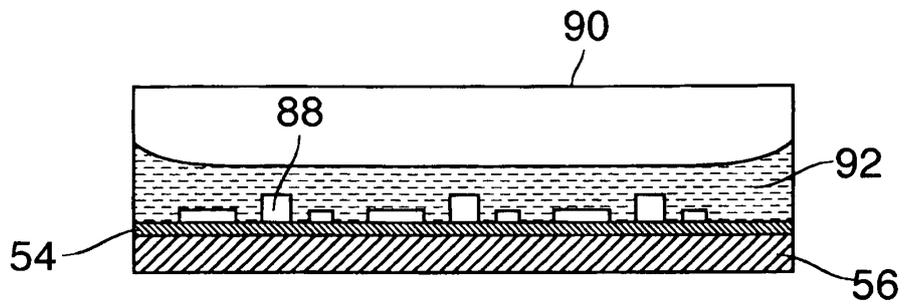


Fig. 10

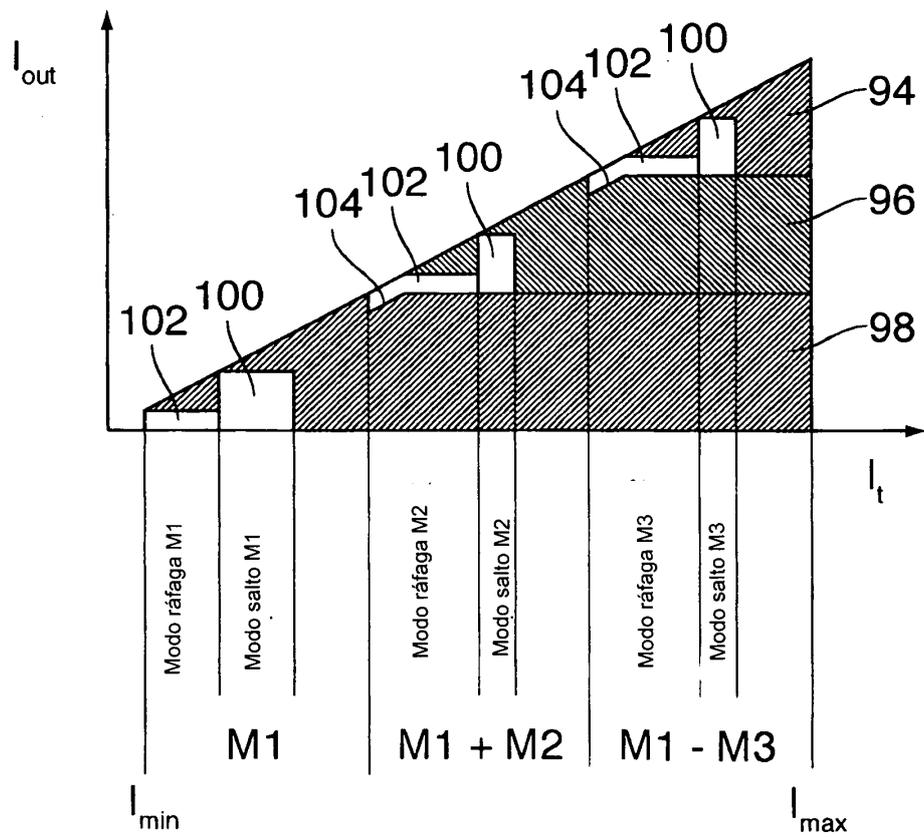


Fig. 11

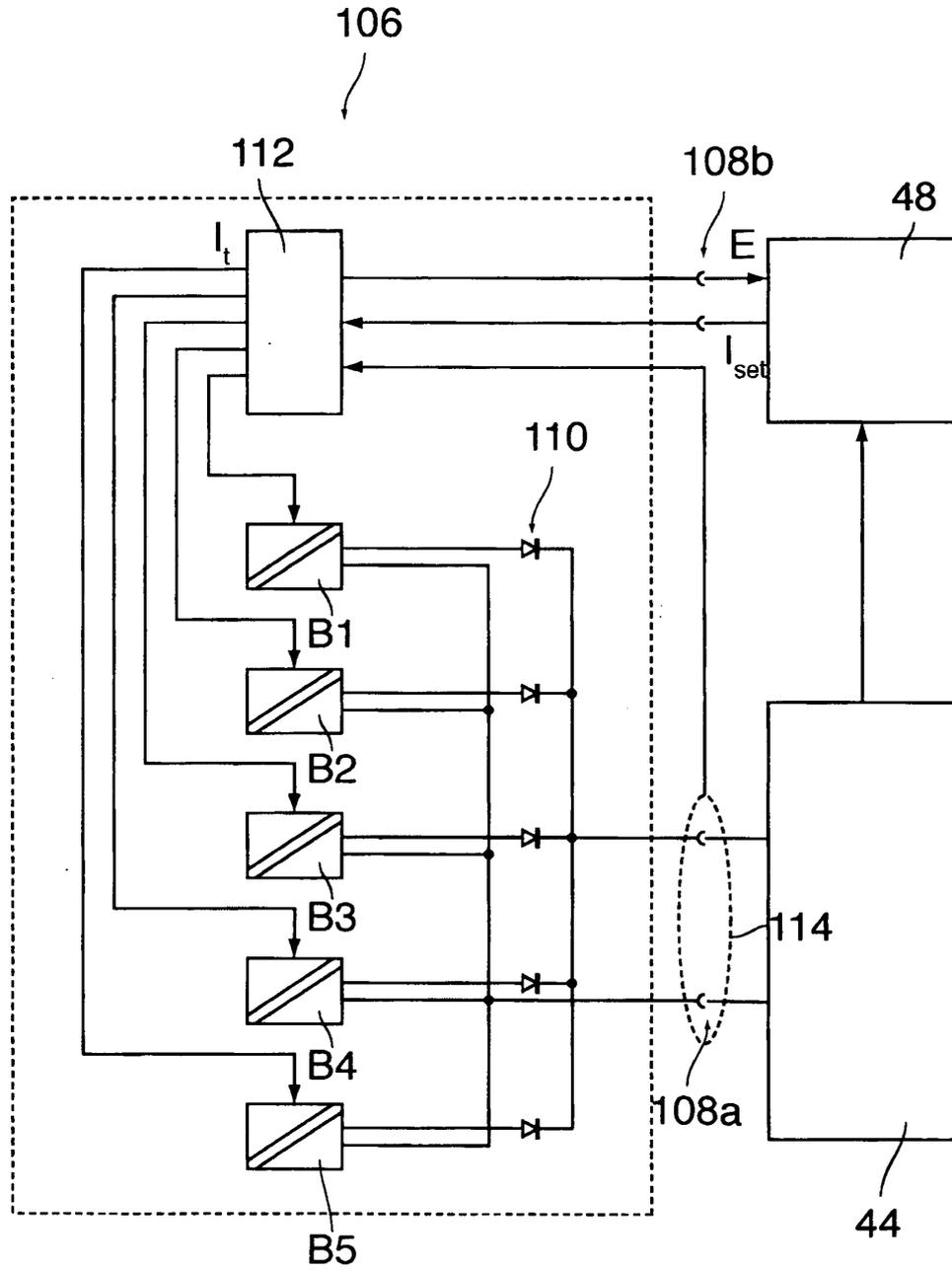


Fig. 12

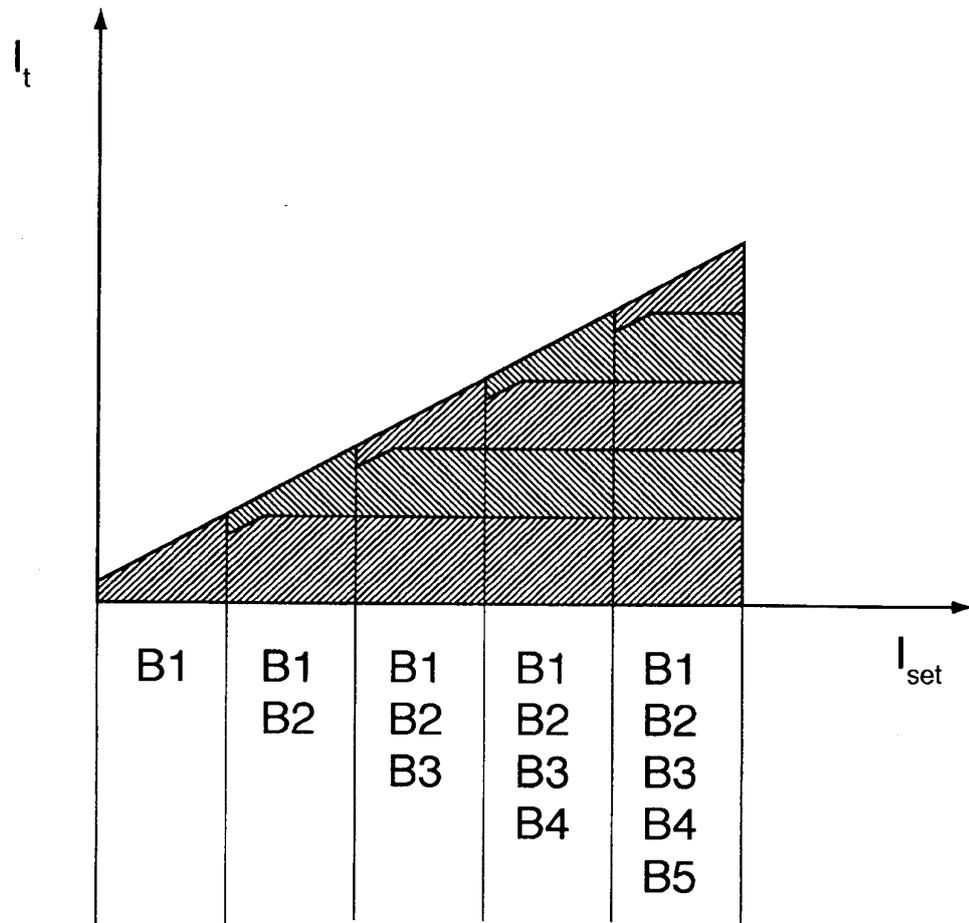


Fig. 13

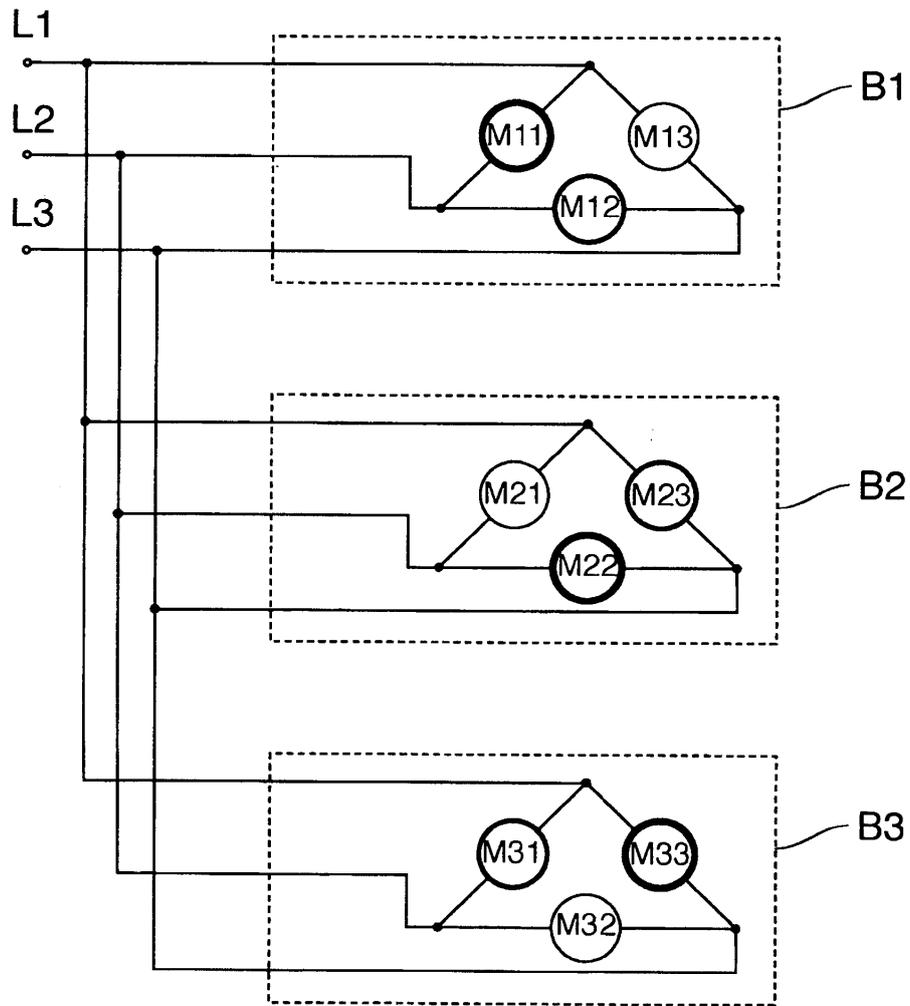


Fig. 14

