

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **3 029 082**

51 Int. Cl.:

**B62D 5/04** (2006.01)

**H02P 29/024** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **29.05.2020 PCT/CN2020/093381**

87 Fecha y número de publicación internacional: **15.04.2021 WO21068526**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.05.2020 E 20874341 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.04.2025 EP 4043318**

54 Título: **Circuito controlador de sistema de dirección asistida eléctrica y procedimiento de muestreo y control para el mismo**

30 Prioridad:

**11.10.2019 CN 201910963183**  
**11.10.2019 CN 201921696089 U**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**23.06.2025**

73 Titular/es:

**BOSCH HUAYU STEERING SYSTEMS CO., LTD.**  
**(100.00%)**  
**2001 Yongsheng Road Jiading District**  
**Shanghai 201821, CN**

72 Inventor/es:

**GONG, DELIN;**  
**CHA, YIWEI;**  
**WU, XIAQING;**  
**JING, CAIYUN y**  
**ZHANG, TONGLEI**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 3 029 082 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

Circuito controlador de sistema de dirección asistida eléctrica y procedimiento de muestreo y control para el mismo

5

### Sector de la técnica

La presente invención se refiere al campo técnico de control de un sistema de dirección asistida eléctrica, en particular a un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica y a un procedimiento de muestreo y control del mismo.

10

### Antecedentes de la tecnología

El sistema de dirección asistida eléctrica tiene las ventajas de tamaño pequeño, peso ligero, estructura sencilla, alta eficacia, ahorro de energía y protección del medio ambiente, y procedimientos de control flexibles, etc., lo cual se ha convertido en una parte indispensable de los automóviles. El diseño del circuito controlador y su procedimiento de control del sistema de dirección asistida eléctrica son el núcleo del sistema de dirección asistida eléctrica, los proveedores del sistema de dirección asistida eléctrica o controlador en el país y en el extranjero tienen su propio diseño de circuito controlador y procedimiento de control, y las funciones principales que se realizan principalmente son el control del motor reforzador y el diseño de seguridad funcional del sistema de dirección.

15

20

Como el controlador del sistema de dirección asistida eléctrica tiene unos requisitos relativamente altos para el rendimiento en materia de seguridad, antes de que el controlador funcione con normalidad, se debe diagnosticar la avería de arranque del puente trifásico, específicamente el conmutador de cada transistor de efecto de campo en el módulo del puente trifásico, después de asegurarse de que cada conmutador es normal, el controlador puede iniciar el chip de activación del puente trifásico para llevar a cabo el control PWM (modulación por ancho de pulso) en el puente trifásico, para que el motor pueda generar una potencia reforzada. Sin embargo, el circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica existente no es lo suficientemente exacto para el diagnóstico del transistor de efecto de campo del módulo del puente trifásico. Al mismo tiempo, cuando es necesario cortar la potencia reforzada del motor, es fácil afectar o incluso dañar el transistor de efecto de campo del conmutador de separación de fases en el controlador. Además, cuando se realiza un muestreo de la corriente trifásica en el control del motor de corriente, la precisión del muestreo es relativamente deficiente cuando el valor de la corriente que fluye a través del motor cambia en un intervalo más grande.

25

30

35

El circuito de control del motor reforzador existente no puede controlar de forma rápida y sencilla el conmutador y la entrada de potencia reforzada del motor en tiempo real, y el mecanismo de protección y diagnóstico para el controlador no es lo suficientemente exhaustivo; por lo tanto, es muy necesario diseñar un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica y un procedimiento de muestreo y control del mismo, en el que se utilicen diversas medidas para mejorar el nivel de seguridad funcional del sistema de dirección asistida eléctrica; el rendimiento de control del motor reforzador es más estable; y el mecanismo de protección y diagnóstico para el controlador es más exhaustivo, lo que hace que el controlador sea más seguro y fiable, y no se dañe fácilmente. El documento CN 105 629 122 A divulga un circuito y un procedimiento de diagnóstico para el diagnóstico estático de un inversor trifásico de puente completo. El documento EP 2 731 257 A1 divulga un dispositivo de control del motor.

40

45

### Compendio de la invención

El problema técnico que se pretende resolver con la presente invención es superar el defecto de que el diagnóstico del transistor de efecto de campo del módulo del puente trifásico en el circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica en la técnica anterior no es lo suficientemente exacto, y proporcionar un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, y un procedimiento de muestreo y control del mismo que pueda realizar de manera fácil y cómoda el diagnóstico de avería de arranque del puente trifásico.

50

55

Según la invención, se proporciona un circuito controlador según la reivindicación 1, un procedimiento de muestreo según la reivindicación 4, un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 6, y un procedimiento de control según la reivindicación 10. Los rasgos característicos preferidos se establecen en las reivindicaciones dependientes.

60

El primer aspecto de la presente invención proporciona un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que incluye un motor eléctrico trifásico, un microcontrolador, un módulo del puente trifásico y un circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico;

65

## ES 3 029 082 T3

el microcontrolador incluye por lo menos tres extremos de captación de tensión para la conversión analógica a digital;

5 el motor eléctrico trifásico incluye un extremo de la fase U, un extremo de la fase V y un extremo de la fase W;

10 el módulo del puente trifásico incluye un transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U, un transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U, un transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V, un transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V, un transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W y un transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W;

15 el circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico incluye tres circuitos divisores de tensión, cada uno de los circuitos divisores de tensión incluye un extremo de tensión original, un extremo de salida divisor de tensión y un extremo de tierra, y los tres extremos de tensión original están conectados uno por uno correspondientemente con el extremo de la fase U, el extremo de la fase V y el extremo de la fase W;

los tres extremos de salida divisores de tensión están conectados eléctricamente con los tres extremos de captación de tensión para la conversión analógica a digital en una correspondencia unívoca;

20 el circuito divisor de tensión se utiliza para dividir la tensión de fase del motor eléctrico trifásico para que esté dentro del intervalo de tensión admitido por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital;

25 el extremo de la fase U está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U y el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente;

30 el extremo de la fase V está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V y el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente;

35 el extremo de la fase W está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W y el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente;

40 el circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico incluye además tres circuitos elevadores, y los tres circuitos elevadores se utilizan uno por uno correspondientemente para la elevación del extremo de la fase U, el extremo de la fase V y el extremo de la fase W;

45 el microcontrolador se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U, mediante el control del encendido o apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U y del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U respectivamente, y basándose en la tensión captada en el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente;

50 el microcontrolador también se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V, mediante el control del encendido o apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V y del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V respectivamente, y basándose en la tensión captada en el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente;

55 el microcontrolador también se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W, mediante el control del encendido o apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W respectivamente, y basándose en la tensión captada en el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente.

60 En la presente solución, en paralelo al circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico que realimenta la tensión de fase real del motor eléctrico trifásico en tiempo real para ayudar al control del motor, el circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico realiza el diagnóstico de avería de arranque en los transistores de efecto de campo en el módulo del puente trifásico a través de tres circuitos elevadores, lo que mejora la tasa de cobertura de diagnóstico del transistor de efecto de campo.

65 Preferiblemente, la tensión en el extremo de salida divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase U es una tensión de realimentación de la fase U;

el microcontrolador se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase U, cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual a un primer valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase U no es igual al primer valor por defecto de la fase U y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U y el transistor de efecto de campo del puente de fase descendente de la fase U están en un estado imprevisto;

cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual al segundo valor por defecto de la fase U, el microcontrolador también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase U, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase U no es igual al primer valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U tiene una avería de cortocircuito;

cuando la segunda tensión de realimentación de la fase U es igual al primer valor por defecto de la fase U, el microcontrolador también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase U, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase U es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase U no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U tiene una avería de cortocircuito;

la tensión en el extremo de salida divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase V es una tensión de realimentación de la fase V;

el microcontrolador se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase V, cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual a un primer valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase V no es igual al primer valor por defecto de la fase V y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V están en un estado imprevisto;

cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual al segundo valor por defecto de la fase V, el microcontrolador también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V para que se encienda, y al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase V, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase V no es igual al primer valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V tiene una avería de cortocircuito;

cuando la segunda tensión de realimentación de la fase V es igual al primer valor por defecto de la fase V, el microcontrolador también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase V, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase V es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase V no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V tiene una avería de cortocircuito;

la tensión en el extremo de salida divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase W es una tensión de realimentación de la fase W;

el microcontrolador se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase W, cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual a un primer valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase W no es igual al primer valor por defecto de la fase W y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W están en un estado imprevisto;

cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual al segundo valor por defecto de la fase W, el microcontrolador también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase W, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase W no es igual al primer valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W tiene una avería de cortocircuito;

cuando la segunda tensión de realimentación de la fase W es igual al primer valor por defecto de la fase W, el microcontrolador también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase W, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W tiene una avería de cortocircuito.

La presente solución define además la forma específica en que el microcontrolador realiza el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo en el módulo del puente trifásico, lo que realiza el diagnóstico exacto para cada transistor de efecto de campo en el módulo del puente trifásico.

Preferiblemente, el circuito elevador correspondiente al extremo de la fase U incluye una primera resistencia, el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase U incluye una segunda resistencia y una tercera resistencia, y un extremo de la primera resistencia está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo, y ambos del otro extremo de la primera resistencia y un extremo de la segunda resistencia están conectados eléctricamente con el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase U, y ambos del otro extremo de la segunda resistencia y un extremo de la tercera resistencia están conectados eléctricamente con el extremo de salida divisor de tensión del circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase U, y el otro extremo de la tercera resistencia está conectado a tierra;

el circuito elevador correspondiente al extremo de la fase V incluye una cuarta resistencia, y el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase V incluye una quinta resistencia y una sexta resistencia, y un extremo de la cuarta resistencia está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo, y ambos del otro extremo de la cuarta resistencia y un extremo de la quinta resistencia están conectados eléctricamente con el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase V, y ambos del otro extremo de la quinta resistencia y un extremo de la sexta resistencia están conectados eléctricamente con el extremo de salida divisor de tensión del circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase V, y el otro extremo de la sexta resistencia está conectado a tierra;

el circuito elevador correspondiente al extremo de la fase W incluye una séptima resistencia, el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase W incluye una octava resistencia y una novena resistencia, y un extremo de la séptima resistencia está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo, y ambos del otro extremo de la séptima resistencia y un extremo de la octava resistencia están conectados eléctricamente con el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase W, y ambos del otro extremo de la octava resistencia y un extremo de la novena resistencia están conectados eléctricamente con el extremo de salida divisor de tensión del circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase W, y el otro extremo de la novena resistencia está conectado a tierra.

Preferiblemente, el circuito controlador incluye además un módulo de separación trifásica, el módulo de separación trifásica está conectado en serie entre el motor eléctrico trifásico y el módulo del puente trifásico, y el módulo de separación trifásica se utiliza para cortar la conexión entre el motor eléctrico trifásico y el módulo del puente trifásico cuando falla el controlador del sistema de dirección.

Preferiblemente, el módulo de separación trifásica incluye un transistor de efecto de campo con separación de la fase U, un transistor de efecto de campo con separación de la fase V y un transistor de efecto de campo con separación de la fase W; el circuito controlador también incluye un circuito de rueda libre del motor; el circuito de rueda libre del motor incluye un diodo de la fase U, un diodo de la fase V y un diodo de la fase W; y el ánodo del diodo de la fase U, el ánodo del diodo de la fase V y el ánodo del diodo de la fase W están todos conectados a tierra;

el electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo con separación de la fase U está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase U, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de la fase U está conectado eléctricamente con el extremo de la fase U, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo con separación de la fase U está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U;

el electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo con separación de la fase V está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase V, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de la fase V está conectado eléctricamente con el extremo de la fase V y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo con separación de la fase V está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V;

el electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo con separación de la fase W está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase W, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de la fase W está conectado eléctricamente con el extremo de la fase W, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo con separación de la fase W está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W.

En la presente solución, cuando el controlador del sistema de dirección asistida eléctrica necesita cortar la potencia reforzada del motor, es decir, apagar cada transistor de efecto de campo con separación de fases en el módulo de separación trifásica, como la energía en el motor eléctrico trifásico no puede desaparecer de inmediato, es fácil dañar los componentes relacionados en el circuito. En la presente solución, los diodos de las tres fases en el circuito de rueda libre del motor se establecen en el extremo de activación del transistor de efecto de campo con separación de fases correspondiente para proporcionar la corriente de activación para que cada transistor de efecto de campo con separación de fases se encienda, y encender el transistor de efecto de campo con separación de fases cuando se genera la tensión negativa del motor eléctrico trifásico, para formar un canal de rueda libre, que proporciona una manera de liberar la energía del motor eléctrico trifásico y evitar que se dañen los componentes relacionados en el circuito.

El segundo aspecto de la presente invención proporciona un procedimiento de muestreo para la corriente de fase trifásica del circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica,

el circuito controlador incluye un motor eléctrico trifásico, un microcontrolador, un módulo del puente trifásico, un módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica y un chip de activación del puente trifásico;

el microcontrolador se utiliza para generar una señal de control PWM y transmitirla al chip de activación del puente trifásico;

el chip de activación del puente trifásico se utiliza para controlar el encendido o apagado de cada transistor de efecto de campo en el módulo del puente trifásico según la señal de control PWM;

el procedimiento de muestreo incluye las etapas siguientes:

el módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica capta las señales de tensión de fase de los brazos del puente inferior de por lo menos dos fases en el módulo del puente trifásico y transmite las señales de tensión de fase al chip de activación del puente trifásico;

un amplificador operacional diferencial dentro del chip de activación del puente trifásico amplifica la señal de tensión de fase para obtener la señal de tensión de fase amplificada y transmitirla al microcontrolador;

el convertidor analógico a digital del microcontrolador convierte la señal de tensión de fase amplificada en una tensión digital;

el microcontrolador realiza un cálculo de muestreo de corriente de fase basándose en la tensión digital para obtener el valor real de la corriente de fase, y el microcontrolador utiliza el valor real de la corriente de fase como señal de realimentación del control de corriente del motor;

en el que, el microcontrolador establece el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual según el valor real de la corriente de fase en el ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM en el ciclo anterior del ciclo actual, para controlar la precisión de muestreo de la corriente de fase del motor eléctrico trifásico.

5

La presente solución logra un procedimiento de muestreo de corriente de fase que puede mantener el muestreo de la corriente trifásica con una mayor precisión bajo diversas corrientes con diferentes magnitudes y resuelve el problema de que en el control del motor existente, las ganancias fijas y la tensión de polarización se utilizan en todo el muestreo de la corriente trifásica, el muestreo de alta precisión solo se puede lograr dentro de un determinado intervalo de corriente cuando el valor de la corriente que fluye a través del motor cambia dentro de un intervalo relativamente grande, y la exactitud es deficiente cuando se muestrea fuera de este intervalo.

10

En la presente solución, basándose en la característica de que la corriente del motor no cambia drásticamente sino que cambia lentamente, el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual se establecen según el valor real de la corriente de fase del ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual, para hacer que el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización coincidan con el intervalo de corriente de la corriente medida, de este modo controlan la corriente de fase del motor eléctrico trifásico para mantener una alta exactitud de muestreo y, luego, se mejora el rendimiento de control del motor del sistema de dirección asistida.

15

20

Preferiblemente, el procedimiento de muestreo se implementa basándose en el circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica mencionado anteriormente en el primer aspecto.

25

Preferiblemente, el módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica incluye una resistencia de muestreo de corriente para captar las señales de tensión de fase de los brazos del puente inferior de las dos fases en el módulo del puente trifásico, y las señales de tensión de fase captadas son una señal de tensión de la primera fase y una señal de tensión de la segunda fase respectivamente, el valor real de la corriente de fase correspondiente a la señal de tensión de la primera fase es el valor real de la corriente de la primera fase, y el valor real de la corriente de fase correspondiente a la señal de tensión de la segunda fase es el valor real de la corriente de la segunda fase;

30

el procedimiento de muestreo incluye además las etapas siguientes:

35

calcular el valor de la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  según la siguiente fórmula,

$$I_s = \sqrt{\frac{4}{3}(I_{P1}^2 + I_{P2}^2 + I_{P1} \times I_{P2})};$$

en el que,  $I_{P1}$  representa el valor real de la corriente de la primera fase y  $I_{P2}$  representa el valor real de la corriente de la segunda fase;

40

la etapa que establece el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual según el valor real de la corriente de fase en el ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM en el ciclo anterior del ciclo actual incluye las etapas siguientes: dividir la corriente medida según la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  del ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual;

45

establecer el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo de corriente según la partición donde se encuentra la corriente medida.

50

En la presente solución, basándose en la característica de que la corriente del motor no cambia drásticamente sino que cambia lentamente, realizar una evaluación según la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  del ciclo anterior del ciclo actual y/o el interno donde se encuentra el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual, es decir, hacer que el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización coincidan con el intervalo de la corriente medida actual mediante el establecimiento del valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial correspondiente según el intervalo, de este modo controlar la corriente de fase del motor eléctrico trifásico para que mantenga una precisión de muestreo relativamente alta y luego mejorar el rendimiento de control del motor del sistema de dirección asistida.

55

60

Preferiblemente, la etapa de establecer el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo de corriente según la partición donde se encuentra la corriente medida incluye:

el microcontrolador establece el valor de ganancia y el valor de la tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo de corriente a través de instrucciones SPI (interfaz periférico en serie) según la partición donde se encuentra la corriente medida. En la presente solución, el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial se modifican a través de instrucciones SPI en cada ciclo de control del convertidor analógico a digital para diferentes regiones, con el objetivo de controlar la precisión de muestreo de la corriente de fase del motor eléctrico trifásico.

El tercer aspecto de la presente invención proporciona un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que incluye un microcontrolador, un chip de gestión de potencia, un módulo del circuito del filtro de interfaz de potencia, un módulo estabilizador de tensión de CC, un chip de activación del puente trifásico, un chip de activación del circuito de separación trifásica, un transceptor CAN (red de área de controlador) y un motor síncrono de imán permanente, un extremo de la batería está conectado a tierra y el otro extremo de la batería está conectado en serie con un fusible y luego dividido en dos canales, que están conectados respectivamente con el puerto de entrada de potencia del chip de gestión de potencia y el puerto de entrada de potencia del módulo del circuito del filtro de interfaz de potencia y el puerto de salida de potencia del módulo del circuito del filtro de interfaz de potencia se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el puerto de entrada de potencia del chip de activación del puente trifásico y el puerto de entrada de corriente del módulo estabilizador de tensión de CC y la salida de corriente del módulo estabilizador de tensión de CC está conectado al puerto de entrada de corriente del módulo del puente trifásico, el puerto  $V_{MCU}$  del chip de gestión de potencia está conectado con el puerto de entrada de potencia del microcontrolador, y el puerto SPI del chip de gestión de potencia está conectado con el puerto SPI del microcontrolador, y el puerto SPI del microcontrolador también está conectado con el puerto SPI del chip de activación del puente trifásico y el puerto SPI del sensor de posición del ángulo de rotación del motor, el puerto CAN del microcontrolador está conectado con el transceptor CAN, el puerto de salida de señal de control del chip de gestión de potencia y el puerto de salida de señal de control del microcontrolador están conectados con el puerto de entrada de señal del chip de activación del circuito de separación trifásica, el puerto de salida de señal del chip de activación del circuito de separación trifásica está conectado con el puerto de recepción de señal de control del módulo de separación trifásica, y el puerto de entrada de potencia del módulo del puente trifásico está conectado con el puerto de entrada de potencia del módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica y el puerto de entrada de potencia del chip de activación del puente trifásico, el puerto de salida de señal del módulo del puente trifásico está conectado con el puerto de entrada de señal del módulo de separación trifásica, y el puerto de salida de señal del módulo de separación trifásica está conectado con el puerto de entrada de señal del motor síncrono de imán permanente, y el puerto de salida de señal del motor síncrono de imán permanente está conectado con el sensor de posición del ángulo de rotación del motor; el módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica también está conectado con el puerto de entrada de la señal de corriente trifásica del chip de activación del puente trifásico.

También se dispone un circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico y se conecta entre el módulo del puente trifásico, el chip de activación del puente trifásico y el microcontrolador.

El módulo de separación trifásica también está conectado con un diodo de baja potencia, de modo que se forma un circuito de rueda libre del motor entre el módulo del puente trifásico, el módulo de separación trifásica y el diodo de baja potencia.

Los procedimientos de conexión específicos del circuito de filtro en el módulo del circuito del filtro de interfaz de potencia son los siguientes: el puerto VBAT se divide en nueve canales, que están conectados respectivamente con un extremo del condensador C1, un extremo del condensador C2, un extremo del condensador C3, un extremo del condensador C4 y un extremo del condensador C5, un extremo del condensador C6, un extremo del condensador C7, un extremo del condensador C8 y un extremo del inductor L1, el otro extremo del condensador C1 se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con HGND, un extremo del condensador C14, el otro extremo del condensador C2 y un extremo del condensador C15, el otro extremo del condensador C14 se une con el otro extremo del condensador C15 y luego se conecta a tierra, el otro extremo del condensador C3 se divide en once canales, que están conectados respectivamente a tierra, el otro extremo del condensador C4, el otro extremo del condensador C5, el otro extremo del condensador C6, el otro extremo del condensador C7, el otro extremo del condensador C8, un extremo del condensador C9, un extremo del condensador C10, un extremo del condensador C16, un extremo del condensador C17 y un extremo del condensador C18, el otro extremo del condensador C9 se divide en seis canales, que están conectados respectivamente con el otro extremo del inductor L1, el otro extremo del condensador C10, un extremo del condensador C11, un extremo del condensador C12, un extremo del condensador C13 y el puerto VBAT1, el otro extremo del condensador C16 está conectado con HGND1, el otro extremo del condensador C17 está conectado con HGND2 y el otro extremo del condensador C18 está conectado con HGND3, y el otro extremo del condensador C11, el otro extremo del condensador C12 y el otro extremo del condensador C13 se unen y luego se conectan a tierra.

El HGND, HGND1, HGND2 y HGND3 son los orificios roscados en la carcasa de metal.

Los procedimientos de conexión específicos del circuito de rueda libre del motor son los siguientes: el puerto VBAT se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q2 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q3, y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q1 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q4 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q7, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q7 está conectado con la fase U del motor eléctrico trifásico, y el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q7 está conectado con el cátodo del diodo D1, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q2 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q8 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q5, y el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q8 está conectado con el diodo D2, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q8 está conectado con la fase V del motor eléctrico trifásico, y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q3 está dividido en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q6 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q9, el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q9 está conectado con el diodo D3, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q9 está conectado con la fase V del motor eléctrico trifásico, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q4, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q5 y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q6 se unen y luego se conectan a tierra, el ánodo del diodo D1, el ánodo del diodo D2 y el ánodo del diodo D3 se unen y luego se conectan a tierra.

Los procedimientos de conexión específicos del circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico son los siguientes: la fase U del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q4, un extremo de la resistencia R1 y un extremo de la resistencia R2; la fase V del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q2, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q5, un extremo de la resistencia R4 y un extremo de la resistencia R5; la fase W del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q3, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q6, un extremo de la resistencia R7, un extremo de la resistencia R8, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q2, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q3. se unen y luego se conectan con VBAT, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q4, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q5 y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q6 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R1, el otro extremo de la resistencia R4, el otro extremo de la resistencia R7 están conectados con VBAT, el otro extremo de la resistencia R2 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R3, un extremo del condensador C1 y el puerto AD1 del microcontrolador, el otro extremo de la resistencia R5 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R6, un extremo del condensador C2 y el puerto AD2 del microcontrolador, el otro extremo de la resistencia R8 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R9, un extremo del condensador C3 y el puerto AD3 del microcontrolador, el otro extremo de la resistencia R3 y el otro extremo del condensador C1 se unen y se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R6 y el otro extremo del condensador C2 se unen y se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R9 y el otro extremo del condensador C3 se unen y se conectan a tierra.

Los electrodos de compuerta de los transistores de efecto de campo Q1 a Q6 se unen entre sí y luego se conectan al chip de activación del puente trifásico.

El cuarto aspecto de la presente invención proporciona un procedimiento de control del circuito controlador en el sistema de dirección asistida eléctrica, que se realiza de la siguiente manera:

S1. preestablecer una curva de refuerzo o un modelo de refuerzo en el microcontrolador;

S2. el microcontrolador capta una señal de ignición del automóvil, una señal de velocidad del vehículo, una señal de par de fuerzas del volante y una señal de ángulo de rotación del volante;

S3'. basándose en la curva de refuerzo o el modelo de refuerzo, y según los datos relevantes captados en la etapa S2, obtener un establecimiento de señal de corriente y un establecimiento de señal de velocidad de rotación;

S3. el módulo de muestreo de la corriente de fase trifásica realiza un muestreo de alta precisión de las corrientes trifásicas para obtener las señales de corriente trifásica reales del motor y transmitir la señal al microcontrolador; la acción en sincronización con esto: el sensor de posición del ángulo de rotación del motor transmite la señal de velocidad de rotación real del motor captada de forma sincronizada al microcontrolador;

S4. el microcontrolador transmite de forma sincronizada y respectiva las señales de corriente trifásica reales del motor, la señal de velocidad de rotación real del motor y el establecimiento de la señal de corriente correspondiente, el establecimiento de la señal de velocidad de rotación al controlador de bucle cerrado de la corriente del motor y al controlador de bucle cerrado de velocidad de rotación del motor dentro del microcontrolador, y realiza un procesamiento de control de bucle cerrado para obtener una señal de control de corriente y una señal de control de la velocidad de rotación;

S5. transmitir la señal de control de corriente y la señal de control de la velocidad de rotación al modulador PWM en el microcontrolador para generar una señal de control del puente trifásico; S6. transmitir la señal de control del puente trifásico al chip de activación del puente trifásico, con el objetivo de activar el encendido/apagado de los seis transistores de efecto de campo en el módulo del puente trifásico, y de este modo controlar el motor para generar la potencia reforzada del motor correspondiente.

Las etapas específicas del procedimiento de muestreo de alta precisión de la corriente trifásica descrito en la etapa S3 son las siguientes:

Etapas 1: obtener la magnitud de la corriente de fase en el ciclo anterior y el factor de marcha PWM trifásica;

Etapas 2: calcular el valor real  $I_{PX}$  de la corriente de fase;

Etapas 3: calcular el valor de la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$ ;

Etapas 4: calcular el valor de la precisión de muestreo de la corriente de fase  $I_{CS}$ ;

Etapas 5: dividir la corriente medida  $I$  según las dos condiciones del factor de marcha PWM trifásica o la longitud del vector de corriente  $I_s$ ;

Etapas 6: modificar el valor de ganancia  $AV$  y la tensión de polarización  $V_{OOS}$  del amplificador a través de las instrucciones SPI en cada ciclo de control del convertidor analógico a digital para diferentes regiones, con el objetivo de controlar la precisión de muestreo de la corriente de fase del motor eléctrico trifásico;

X en las etapas anteriores representa la fase U, la fase V y la fase W en la corriente trifásica.

El procedimiento de cálculo específico de la etapa 2 es de la siguiente manera:

(1) determinar la resolución de muestreo  $2^n$  del convertidor analógico a digital y medir respectivamente el valor de muestreo  $P_{ADCX}$  del convertidor analógico a digital correspondiente a las tres fases de U, V y W, establecer el valor de tensión de referencia  $V_{REF}$ , y calcular la tensión de muestreo  $V_{CSXO}$  del convertidor analógico a

digital,  $V_{CSXO} = \frac{P_{ADCX}}{2^{2n}} \times V_{REF}$ .

(2) establecer la tensión de polarización  $V_{OOS}$ , determinar el valor de ganancia  $AV$  del amplificador y calcular la tensión  $\Delta V_{IOS}$  a través de la resistencia de muestreo,  $\Delta V_{IOS} = \frac{V_{CSXO} - V_{OOS}}{AV}$ ;

(3) calcular la corriente de muestreo  $I_X$  a través de la resistencia de muestreo según el valor de resistencia R de la resistencia de muestreo,  $I_X = \frac{\Delta V_{IOS}}{R}$ ;

(4) medir la corriente cero  $I_{X0}$  de la resistencia de muestreo y la tensión de muestreo  $V_{X0}$  del convertidor analógico a digital en el estado de corriente cero y calcular el valor de muestreo de la corriente de fase  $I_{PS}$  según el valor medido,  $I_{PS} = I_X - I_{X0}$ ;

(5) calcular el valor real  $I_{PX}$  de la corriente de fase según el valor de polarización de la corriente  $I_{OFF}$  provocado por el error de conexión en la conexión del circuito y el cambio del coeficiente K provocado por los factores ambientales externos,  $I_{PX} = K I_{PS} + I_{OFF}$ .

El procedimiento de cálculo específico de la etapa 3 es: calcular la longitud del vector de corriente  $I_s$  según el valor calculado de la corriente real de la fase U,  $I_{PU}$ , y el valor calculado de la corriente real de la fase W,  $I_{PW}$ ,

$$I_s = \sqrt{\frac{4}{3} (I_{PU}^2 + I_{PW}^2 + I_{PU} \times I_{PW})}$$

El procedimiento de cálculo específico de la etapa 4 es: en primer lugar, calcular la precisión de muestreo de

la corriente monofásica  $i_{cx} = \frac{\text{resolución } i_x}{i_{ps}} = \frac{V_{REF}}{i_{ps} \cdot R \cdot AV \cdot 2^{2n}}$ , en el que  $i_{ps}$  es el valor de muestreo de la corriente de fase, y la resolución  $i_x$  es el valor unitario  $i_x$  captado como unidad mínima; en segundo lugar, calcular la

precisión de muestreo  $i_{cs}$  de la longitud del vector actual  $i_s$ ,  $i_{cs} = \frac{\text{resolución } i_s}{I} = \frac{2V_{REF}}{I \cdot R \cdot AV \cdot 2^{2n}}$ , en esta fórmula,  $I$  es el intervalo actual que se va a medir y la resolución  $i_s$  es el valor unitario de  $i_s$  captado como unidad mínima.

El efecto progresivo positivo de la presente invención es que: en comparación con la técnica anterior, el circuito de realimentación del estado de la tensión de fase del motor eléctrico trifásico en la presente invención realimenta a tiempo la tensión de fase real del motor eléctrico trifásico para ayudar al control del motor y, al mismo tiempo, logra el diagnóstico exacto para cada transistor de efecto de campo en el módulo del puente trifásico mediante los tres circuitos elevadores y mejora la cobertura de diagnóstico del transistor de efecto de campo.

Además, en la presente invención, los diodos de tres fases en el circuito de rueda libre del motor se establecen en el extremo de activación del transistor de efecto de campo con separación de fases correspondiente, y cuando el controlador del sistema de dirección asistida eléctrica necesita cortar la potencia reforzada del motor, proporciona una corriente de activación para que cada transistor de efecto de campo con separación de fases se encienda, y enciende el transistor de efecto de campo con separación de fases cuando se genera la tensión negativa en el motor eléctrico trifásico, para formar un canal de rueda libre, que proporciona una manera de liberar la energía del motor eléctrico trifásico y evitar que se dañen los componentes relacionados en el circuito.

La presente solución logra además un procedimiento de muestreo de corriente de fase que puede mantener el muestreo de la corriente trifásica con una precisión relativamente alta bajo diversas corrientes con diferentes magnitudes y resuelve el problema de que en el control del motor existente, utiliza una ganancia fija y una tensión de polarización en el muestreo de corriente trifásica, el muestreo de alta precisión solo se puede lograr dentro de un determinado intervalo de corriente cuando el valor de la corriente que fluye a través del motor cambia en un intervalo relativamente grande, y la precisión es deficiente cuando se muestrea fuera de este intervalo.

El efecto progresivo positivo de la presente invención es: en comparación con la técnica anterior, la presente invención aplica el sensor de posición del ángulo de rotación del motor de última generación, que mejora en gran medida el rendimiento de control del motor; aplica un circuito de separación trifásica para hacer que la SCU (unidad de control de dirección) pueda asegurar el corte de la potencia reforzada del motor en un estado de avería, y la seguridad del sistema de dirección se mejora en gran medida, y la presente invención puede reducir la tasa de fallos de la SCU a menos de 500 FIT (FIT, una unidad de tasa de fallos).

### Descripción de las figuras

La FIG. 1 es un diagrama esquemático de la conexión del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica en la realización 1 de la presente invención.

La FIG. 2 es un diagrama esquemático de la conexión del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica en la realización 2 de la presente invención.

La FIG. 3 es un diagrama esquemático del diseño del circuito en la realización 4 de la presente invención.

La FIG. 4 es un diagrama esquemático de la conexión del circuito de filtro de interfaz de potencia en la realización 4 de la presente invención.

La FIG. 5 es un diagrama esquemático de la conexión del circuito de rueda libre del motor en la realización 4 de la presente invención.

La FIG. 6 es un diagrama esquemático del funcionamiento cuando la corriente de la fase U fluye hacia el motor en el circuito de rueda libre del motor en la realización 4 de la presente invención.

La FIG. 7 es un diagrama esquemático del funcionamiento cuando la corriente de la fase U fluye fuera del motor en el circuito de rueda libre del motor en la realización 4 de la presente invención.

La FIG. 8 es un diagrama esquemático de la conexión del circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico en la realización 4 de la presente invención.

La FIG. 9 es un diagrama esquemático del proceso de evaluación del fallo de encendido del circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico en la realización 4 de la presente invención.

- 5 La FIG. 10 es un diagrama esquemático del procedimiento de control del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica en la realización 4 de la presente invención.

**Realizaciones específicas**

- 10 La presente invención se describirá con más detalle mediante las realizaciones siguientes, pero la presente invención no está limitada al alcance de las realizaciones.

Realización 1

- 15 Como se muestra en la Figura 1, esta realización proporciona un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que incluye un motor 18 eléctrico trifásico, un microcontrolador 1, un módulo 5 del puente trifásico, un chip 9 de control del puente trifásico y un circuito 14 de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico. El motor 18 eléctrico trifásico incluye un extremo 1801 de la fase U, un extremo 1802 de la fase V y un extremo 1803 de la fase W. El microcontrolador 1 incluye por lo menos tres extremos de captación de tensión para la conversión analógica a digital, que son el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital de la fase U AD1, el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital de la fase V AD2 y el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital de la fase W AD3 respectivamente. El módulo 5 del puente trifásico incluye el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1, el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4, el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2, el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5, el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6.

- 20 El circuito 14 de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico incluye tres circuitos divisores de tensión, concretamente, el circuito 1404 divisor de tensión de la fase U, el circuito 1405 divisor de tensión de la fase V y el circuito 1406 divisor de tensión de la fase W. Cada circuito divisor de tensión incluye un extremo de tensión original, un extremo de salida divisor de tensión y un extremo de conexión a tierra, los tres extremos de tensión originales están conectados uno por uno correspondientemente con el extremo 1801 de la fase U, el extremo 1802 de la fase V y el extremo 1803 de la fase W. Específicamente, el circuito 1404 divisor de tensión de la fase U incluye un extremo 14041 de tensión original de la fase U, un extremo 14042 de salida divisor de tensión de la fase U y un extremo 14043 de conexión a tierra de la fase U; el circuito 1405 divisor de tensión de la fase V incluye un extremo 14051 de tensión original de la fase V, un extremo 14052 de salida divisor de tensión de la fase V y un extremo 14053 de conexión a tierra de la fase V; el circuito 1406 divisor de tensión de la fase W incluye un extremo 14061 de tensión original de la fase W, un extremo 14062 de salida divisor de tensión de la fase W y un extremo 14063 de conexión a tierra de la fase W.

- 25 Los tres extremos de salida divisores de tensión están conectados eléctricamente con los tres extremos de captación de tensión para la conversión analógica a digital en una correspondencia unívoca; es decir, el extremo 14042 de salida divisor de tensión de la fase U está conectado eléctricamente con el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital de la fase U AD1, y el extremo 14052 de salida divisor de tensión de la fase V está conectado eléctricamente con el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital de la fase V AD2, y el extremo 14062 de salida divisor de tensión de la fase W está conectado eléctricamente con el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital de la fase W AD3. El circuito divisor de tensión se utiliza para dividir la tensión de fase del motor 18 eléctrico trifásico para que esté dentro del intervalo de tensión admitido por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital.

- 30 El extremo 1801 de la fase U está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 y el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente, es decir, el extremo 14041 de tensión original de la fase U. El extremo 1802 de la fase V está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 y el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente, es decir, el extremo 14051 de tensión original de la fase V.

- 35 El extremo 1803 de la fase W está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 y el extremo de tensión original del circuito divisor de tensión correspondiente, es decir, el extremo 14061 de tensión original de la fase W.

## ES 3 029 082 T3

El circuito 14 de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico incluye además tres circuitos elevadores, es decir, un circuito 1401 elevador de la fase U, un circuito 1402 elevador de la fase V y un circuito 1403 elevador de la fase W.

5 Los tres circuitos elevadores se utilizan para elevar el extremo 1801 de la fase U, el extremo 1802 de la fase V y el extremo 1803 de la fase W en una correspondencia unívoca; es decir, el circuito 1401 elevador de la fase U se utiliza para elevar el extremo 1801 de la fase U, y el circuito 1402 elevador de la fase V se utiliza para elevar el extremo 1802 de la fase V, y el circuito 1403 elevador de la fase W se utiliza para elevar el extremo 1803 de la fase W.

10 El microcontrolador 1 se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4, mediante el control del encendido o el apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 respectivamente, y basándose en la tensión captada por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente; el microcontrolador 1 también se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5, mediante el control del encendido o el apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5, respectivamente, y basándose en la tensión captada en el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente; el microcontrolador 1 también se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 mediante el control del encendido o apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 respectivamente, y basándose en la tensión captada por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente.

En esta realización, el circuito elevador correspondiente al extremo 1801 de la fase U, es decir, el circuito 1401 elevador de la fase U, incluye una primera resistencia R1, y el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo 1801 de la fase U, es decir, el circuito 1404 divisor de tensión de la fase U incluye un primer condensador C21, una segunda resistencia R2 y una tercera resistencia R3, un extremo de la primera resistencia R1 está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo VBAT, el otro extremo de la primera resistencia R1 y un extremo de la segunda resistencia R2 están conectados eléctricamente con el extremo 14041 de tensión original de la fase U, el otro extremo de la segunda resistencia R2 y un extremo de la tercera resistencia R3 están conectados eléctricamente con el extremo 14042 de salida divisor de tensión de la fase U, y el otro extremo de la tercera resistencia R3 está conectado a tierra con GND a través del extremo 14043 de tierra de la fase U. En el que, el suministro de potencia del vehículo VBAT es el suministro de potencia provisto por la batería del vehículo donde se encuentra el circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica de esta realización.

40 En esta realización, el circuito elevador correspondiente al extremo 1802 de la fase V, es decir, el circuito 1402 elevador de la fase V, incluye una cuarta resistencia R4, y el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo 1802 de la fase V, es decir, el circuito 1405 divisor de tensión de la fase V incluye un segundo condensador C22, una quinta resistencia R5 y una sexta resistencia R6, un extremo de la cuarta resistencia R4 está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo VBAT, el otro extremo de la cuarta resistencia R4 y un extremo de la quinta resistencia R5 están conectados eléctricamente con el extremo 14051 de tensión original de la fase V, el otro extremo de la quinta resistencia R5 y un extremo de la sexta resistencia R6 están conectados eléctricamente con el extremo 14052 de salida divisor de tensión de la fase V, y el otro extremo de la sexta resistencia R6 está conectado a tierra con GND por medio del extremo 14053 de tierra de la fase V.

En esta realización, el circuito elevador correspondiente al extremo 1803 de la fase W, es decir, el circuito 1403 elevador de la fase W, incluye una séptima resistencia R7, y el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo 1803 de la fase W, es decir, el circuito 1406 divisor de tensión de la fase W incluye un tercer condensador C23, una octava resistencia R8 y una novena resistencia R9, un extremo de la séptima resistencia R7 está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo VBAT, el otro extremo de la séptima resistencia R7 y un extremo de la octava resistencia R8 están conectados eléctricamente con el extremo 14061 de tensión original de la fase W, el otro extremo de la octava resistencia R8 y un extremo de la novena resistencia R9 están conectados eléctricamente con el extremo 14062 de salida divisor de tensión de la fase W, y el otro extremo de la novena resistencia R9 está conectado a tierra con GND por medio del extremo 14063 de tierra de la fase W.

En esta realización, la tensión del extremo 14042 de salida divisor de tensión de la fase U correspondiente al extremo 1801 de la fase U es la tensión de realimentación de la fase U; el primer valor por defecto de la fase U es  $VBAT \cdot (R3)/(R2+R3)$ , y el segundo valor por defecto de la fase U es  $VBAT \cdot (R3)/(R1+R2+R3)$ .

El microcontrolador 1 se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase U, cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual a un primer valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase U no es igual al primer valor por defecto de la fase U y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 están en un estado imprevisto;

cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual al segundo valor por defecto de la fase U, el microcontrolador 1 también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 para que se apaga, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase U, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase U no es igual al primer valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 tiene una avería de cortocircuito.

Cuando la segunda tensión de realimentación de la fase U es igual al primer valor por defecto de la fase U, el microcontrolador 1 también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase U, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase U es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase U no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 tiene una avería de cortocircuito.

En esta realización, la tensión del extremo 14052 de salida divisor de tensión de la fase V correspondiente al extremo 1802 de la fase V es la tensión de realimentación de la fase V; el primer valor por defecto de la fase V es  $V_{BAT} \cdot (R_6) / (R_5 + R_6)$ , y el segundo valor por defecto de la fase V es  $V_{BAT} \cdot (R_6) / (R_4 + R_5 + R_6)$ .

El microcontrolador 1 se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase V, cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual a un primer valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase V no es igual al primer valor por defecto de la fase V y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 están en un estado imprevisto.

Cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual al segundo valor por defecto de la fase V, el microcontrolador 1 también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo Q2 del puente superior de la fase V para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase V, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase V no es igual al primer valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 tiene una avería de cortocircuito.

Cuando la segunda tensión de realimentación de la fase V es igual al primer valor por defecto de la fase V, el microcontrolador 1 también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase V, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase V es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2 como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase V no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V Q5 tiene una avería de cortocircuito.

65

En esta realización, la tensión del extremo 14062 de salida divisor de tensión de la fase W correspondiente al extremo 1803 de la fase W es la tensión de realimentación de la fase W; el primer valor por defecto de la fase W es  $V_{BAT} \cdot (R_9) / (R_8 + R_9)$ , y el segundo valor por defecto de la fase W es  $V_{BAT} \cdot (R_9) / (R_7 + R_8 + R_9)$ .

5 El microcontrolador 1 se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase W, cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual a un primer valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase W no es igual al primer valor por defecto de la fase W y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 están en un estado imprevisto.

20 Cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual al segundo valor por defecto de la fase W, el microcontrolador 1 también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo Q3 del puente superior de la fase W para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 para que se apaga, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase W, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase W no es igual al primer valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 tiene una avería de cortocircuito.

25 Cuando la segunda tensión de realimentación de la fase W es igual al primer valor por defecto de la fase W, el microcontrolador 1 también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase W, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3 como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W es igual al segundo valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 tiene una avería de cortocircuito, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W Q6 tiene una avería de cortocircuito.

40 En esta realización, en paralelo al circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico que realimenta la tensión de fase real del motor eléctrico trifásico en tiempo real para ayudar al control del motor, el circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico realiza el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo en el módulo de puente trifásico mediante tres circuitos elevadores, lo que mejora la tasa de cobertura de diagnóstico del transistor de efecto de campo.

#### Realización 2

45 Esta realización es una mejora adicional sobre la base de la realización 1, como se muestra en la FIG. 2, el circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica provisto en esta realización incluye además un módulo 6 de separación trifásica y un circuito 15 de rueda libre del motor. El módulo 6 de separación trifásica está conectado en serie entre el motor 18 eléctrico trifásico y el módulo 5 del puente trifásico, y el módulo 6 de separación trifásica se utiliza para cortar la conexión entre el motor 18 eléctrico trifásico y el módulo 5 del puente trifásico cuando falla el controlador del sistema de dirección.

55 En esta realización, el módulo 6 de separación trifásica incluye un transistor de efecto de campo con separación de la fase U Q7, un transistor de efecto de campo con separación de la fase V Q8 y un transistor de efecto de campo con separación de la fase W Q9. El circuito 15 de rueda libre del motor incluye un diodo de la fase U D1, un diodo de la fase V D2 y un diodo de la fase W D3; el ánodo del diodo de la fase U D1, el ánodo del diodo de la fase V D2 y el ánodo del diodo de la fase W D3 están todos conectados a tierra.

60 El electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo con separación de la fase U Q7 está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase U D1, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de la fase U Q7 está conectado eléctricamente con el extremo 1801 de la fase U, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo con separación de la fase U Q7 está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1. El electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo con separación de la fase V Q8 está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase V D2, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de la fase V Q8 está conectado eléctricamente con el extremo 1802 de la fase V, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo con separación de la fase V Q8 está conectado eléctricamente

con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V Q2. El electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo con separación de la fase W Q9 está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase W D3, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de la fase W Q9 está conectado eléctricamente con el extremo 1803 de la fase W, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo con separación de la fase W Q9 está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W Q3.

En esta realización, la potencia del diodo de la fase U D1, el diodo de la fase V D2 y el diodo de la fase W D3 es de aproximadamente 0,3 W (vatios), estos tres diodos se colocan en el extremo de activación del transistor de efecto de campo con separación de fases correspondiente para proporcionar la corriente de activación activada por el transistor de efecto de campo con separación de fases, necesita encender el transistor de efecto de campo con separación de fases una vez que se genera la tensión negativa del motor, para formar un canal de rueda libre, la potencia de activación del transistor de efecto de campo con separación de fases es relativamente baja, por lo que estos tres diodos pueden seleccionar un diodo con potencia relativamente baja.

Cuando el sistema de dirección asistida eléctrica falla de repente, interrumpir la potencia reforzada del motor cortando el transistor de efecto de campo con separación de la fase U Q7, el transistor de efecto de campo de separación la fase Q8 y el transistor de efecto de campo con separación de la fase W Q9 en las tres fases del motor, es decir, cortar la corriente trifásica del accionamiento por motor, como el motor es una gran carga inductiva, la corriente en la bobina interna no puede cambiar de repente, después de que el transistor de efecto de campo con separación de la fase U Q7, el transistor de efecto de campo con separación de la fase V Q8 y el transistor de efecto de campo con separación de la fase W Q9 se cortan, el extremo 1801 de la fase U, el extremo 1802 de la fase V y el extremo 1803 de la fase W del motor generarán una fuerza electromotriz inversa muy alta en este momento, y la fuerza electromotriz inversa es una tensión negativa o positiva muy alta, que está relacionada con la dirección del flujo de corriente en la fase del motor en este momento. El principio de funcionamiento del circuito de rueda libre del motor en esta realización se describe detalladamente en la realización 4 posterior, por lo que no se repetirá aquí. En esta realización, los diodos trifásicos con potencia extremadamente baja en el circuito de rueda libre del motor se establecen en el extremo de activación del transistor de efecto de campo con separación de fases correspondiente para proporcionar la corriente de activación para que cada transistor de efecto de campo con separación de fases se encienda, y encender el transistor de efecto de campo con separación de fases una vez que se genera la tensión negativa del motor eléctrico trifásico, para formar un circuito de rueda libre, lo que proporciona una manera de liberar la energía del motor eléctrico trifásico y evitar que se dañen los componentes relevantes en el circuito.

### Realización 3

Esta realización proporciona un procedimiento de muestreo para la corriente de fase trifásica del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica. En el que, el circuito controlador incluye un motor eléctrico trifásico, un microcontrolador, un módulo del puente trifásico, un módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica y un chip de activación del puente trifásico. El microcontrolador se utiliza para generar una señal de control PWM y transmitirla al chip de activación del puente trifásico. El chip de activación del puente trifásico se utiliza para controlar el encendido o apagado de cada transistor de efecto de campo en el módulo del puente trifásico según la señal de control PWM.

En una implementación específica, el procedimiento de muestreo se puede implementar basándose en la realización 1 o la realización 2 o en el circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica existente.

En esta realización, el procedimiento de muestreo incluye las etapas siguientes:

el módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica capta las señales de tensión de fase de los brazos del puente inferior de por lo menos dos fases en el módulo del puente trifásico y transmite las señales de tensión de fase al chip de activación del puente trifásico;

un amplificador operacional diferencial dentro del chip de activación del puente trifásico amplifica la señal de tensión de fase para obtener la señal de tensión de fase amplificada y transmitirla al microcontrolador;

el convertidor analógico a digital del microcontrolador convierte la señal de tensión de fase amplificada en una tensión digital;

el microcontrolador realiza un cálculo de muestreo de corriente de fase basándose en la tensión digital para obtener el valor real de la corriente de fase, y el microcontrolador utiliza el valor real de la corriente de fase como señal de realimentación del control de corriente del motor;

en el que, el microcontrolador establece el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual según el valor real de la corriente de fase en el ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM en el ciclo anterior del ciclo actual,

para controlar la precisión de muestreo de la corriente de fase del motor eléctrico trifásico.

En esta realización, el módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica incluye las resistencias de muestreo de corriente para captar las señales de tensión de fase de los brazos del puente inferior de las dos fases en el módulo del puente trifásico, y las señales de tensión de fase captadas son una señal de tensión de la primera fase y una señal de tensión de la segunda fase respectivamente, el valor real de la corriente de fase correspondiente a la señal de tensión de la primera fase es el valor real de la corriente de la primera fase, y el valor real de la corriente de fase correspondiente a la señal de tensión de la segunda fase es el valor real de la corriente de la segunda fase.

En esta realización, el procedimiento de muestreo incluye además las etapas siguientes:

calcular el valor de la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  según la siguiente fórmula,

$$I_s = \sqrt{\frac{4}{3} (I_{P1}^2 + I_{P2}^2 + I_{P1} \times I_{P2})};$$

en el que,  $I_{P1}$  representa el valor real de la corriente de la primera fase y  $I_{P2}$  representa el valor real de la corriente de la segunda fase. La implementación actual del módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica requiere las resistencias de muestreo de corriente para la señal de tensión de fase del brazo del puente inferior de las tres fases, en comparación con la implementación existente, esta realización reduce una fase, es decir, solo se requieren las resistencias de muestreo de corriente correspondientes a dos de las tres fases, se puede calcular el valor de la longitud del vector actual  $I_s$ . Las dos fases pueden ser cualesquiera dos de las siguientes: fase U, fase V y fase W. Esta realización puede reducir la complejidad del circuito y el coste del hardware.

En esta realización, la etapa de establecer el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo actual según el valor real de la corriente de fase del ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual incluye las etapas siguientes:

dividir la corriente medida según la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  del ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual;

el microcontrolador establece el valor de ganancia y el valor de la tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo de corriente mediante la orden SPI según la partición donde se encuentra la corriente medida.

En esta realización, se utiliza el principio de que la precisión del muestreo de corriente se puede controlar mediante el cambio del valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador según los diferentes intervalos de muestreo de corriente medidos bajo la condición de que el valor de resistencia de muestreo sea constante, realiza un procedimiento de muestreo de corriente de fase que puede mantener el muestreo de la corriente trifásica con una precisión relativamente alta bajo diversas corrientes con diferentes magnitudes, resuelve el problema de utilizar una ganancia fija y tensión de polarización en el muestreo de corriente trifásica en el control del motor existente, cuando el valor de la corriente que fluye a través del motor cambia en un intervalo relativamente grande, el muestreo de alta precisión solo se puede lograr en un determinado intervalo de corriente, cuando se muestrea fuera de este intervalo, entonces la precisión es relativamente deficiente. La descripción detallada del principio anterior se describe en la realización 4 posterior, y no se repetirá aquí. Esta realización se basa en la característica de que la corriente del motor no cambia drásticamente sino que cambia lentamente, el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual se establece según el valor real de la corriente de fase del ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual, para hacer que el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización coincidan con el intervalo de la corriente medida actual, de este modo controlar la corriente de fase del motor eléctrico trifásico para mantener una alta precisión de muestreo y luego mejora el rendimiento de control del motor del sistema de dirección.

#### Realización 4

En referencia a la Figura 3, la presente invención diseña un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que incluye un microcontrolador 1, un chip 2 de gestión de potencia, un módulo 3 del circuito del filtro de interfaz de potencia, un módulo 4 estabilizador de tensión de CC, un chip 9 de control del puente trifásico, un chip 10 de control del circuito de separación trifásica, un transceptor 11 CAN y un motor síncrono de imán permanente M, un extremo de la batería 12 está conectado a tierra y el otro extremo de la batería 12 está conectado en serie con un fusible 13 y luego dividido en dos canales, conectados respectivamente con el puerto de entrada de potencia del chip 2 de gestión de potencia y el puerto de entrada de potencia del módulo 3 del circuito del filtro de interfaz de potencia, y el puerto de salida de potencia del módulo 3 del circuito del

5 filtro de interfaz de potencia se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el puerto de  
 10 entrada de potencia del chip 9 de control del puente trifásico y el puerto de entrada de corriente del módulo 4  
 estabilizador de tensión de CC, y la salida de corriente del módulo 4 estabilizador de tensión de CC está  
 conectada con el puerto de entrada de corriente del módulo 5 del puente trifásico, el puerto  $V_{MCU}$  del chip 2 de  
 15 gestión de potencia está conectado con el puerto de entrada de potencia del microcontrolador 1, y el puerto  
 SPI del chip 2 de gestión de potencia está conectado con el puerto SPI del microcontrolador 1, y el puerto SPI  
 del microcontrolador 1 también está conectado con el puerto SPI del chip 9 de control del puente trifásico y el  
 20 puerto SPI del sensor de posición del ángulo de rotación del motor 7, el puerto CAN del microcontrolador 1  
 está conectado con el transceptor 11 CAN, el puerto de salida de señal de control del chip 2 de gestión de  
 potencia y el puerto de salida de señal de control del microcontrolador 1 están conectados con el puerto de  
 entrada de señal del chip 10 de control del circuito de separación trifásica, el puerto de salida de señal del chip  
 10 de control del circuito de separación trifásica está conectado con el puerto de recepción de señal de control  
 del módulo 6 de separación trifásica y el puerto de entrada de potencia del módulo 5 del puente trifásico está  
 15 conectado con el puerto de entrada de potencia del módulo 8 del circuito de muestreo de corriente de fase-  
 fase y el puerto de entrada de potencia del chip 9 de control del puente trifásico, el puerto de salida de señal  
 del módulo 5 del puente trifásico está conectado con el puerto de entrada de señal del módulo 6 de separación  
 trifásica, el puerto de salida de señal del módulo 6 de separación trifásica está conectado con el puerto de  
 20 entrada de señal del motor síncrono de imán permanente M, y el puerto de salida de señal del motor síncrono  
 de imán permanente M está conectado con el sensor 7 de posición del ángulo de rotación del motor; el módulo  
 8 del circuito de muestreo de la corriente trifásica también está conectado con el puerto de entrada de la señal  
 de corriente trifásica del chip 9 de control del puente trifásico.

Las funciones de cada módulo de la presente invención son las siguientes:

- 25 (1) El microcontrolador 1 (MCU) es el núcleo de procesamiento computacional del controlador del sistema de  
 dirección, capta la señal de velocidad del vehículo y la señal de ignición del vehículo; capta la señal de par de  
 fuerzas y la señal de ángulo del volante transmitidas por el sensor de par de fuerzas del volante y el sensor 16  
 30 de ángulo; capta la señal de corriente de fase del motor reforzador; capta la señal del ángulo de rotación del  
 motor reforzador; capta la señal de tensión de fase, después de obtener estas señales de los sensores, utiliza  
 la curva de refuerzo integrada o el modelo de refuerzo para generar la potencia requerida que se proporcionará  
 según la entrada de par de fuerzas y ángulo de rotación por el controlador de corriente, y luego según el  
 controlador interno de circuito cerrado, generar una forma de onda PWM de control de puente trifásico y activar  
 el motor reforzador para lograr la potencia reforzada de dirección deseada.
- 35 (2) La señal de entrada del chip 2 de gestión de potencia es la señal de tensión e ignición de la batería, que  
 genera la potencia digital requerida por cada módulo del controlador del sistema de dirección, tal como la  
 potencia digital de 3,3 V requerida por el microcontrolador 1: Vmicrocontrolador, el chip 2 de gestión de potencia  
 se comunica con el microcontrolador 1 a través de la interfaz SPI, y el microcontrolador 1 puede ajustar el modo  
 40 de funcionamiento del chip 2 de gestión de potencia mediante las instrucciones de control. Un potente circuito  
 de diagnóstico está integrado en el chip 2 de gestión de potencia, que puede diagnosticar todas las averías del  
 chip 2 de gestión de potencia, tales como sobretensión, subtensión y sobrecorriente del suministro de potencia  
 de salida, exceso de temperatura del chip, etc., el chip 2 de gestión de potencia genera diferentes medidas de  
 45 protección según diversas condiciones de avería y puede apagar directamente el chip 10 de control del circuito  
 de separación trifásica según la señal de control de seguridad del chip 2 de gestión de potencia, con el objetivo  
 de cortar la potencia reforzada del motor síncrono de imán permanente M y hacer que el sistema de dirección  
 se convierta en un estado seguro.
- (3) El módulo 3 del circuito del filtro de interfaz de potencia incluye un circuito de filtro diferencial, un circuito de  
 50 filtro de modo común y un circuito de filtro de alta frecuencia, y su función principal es absorber el ruido de  
 potencia en el controlador del sistema de dirección, mejorar el rendimiento de compatibilidad electromagnética  
 del controlador del sistema de dirección y asegurar que el controlador del sistema de dirección pueda pasar  
 todas las pruebas de compatibilidad electromagnética.
- (4) El módulo 4 estabilizador de tensión de CC está compuesto por tres condensadores electrolíticos de alta  
 55 capacidad y su función es estabilizar la tensión de CC controlada por el motor de puente trifásico, reducir la  
 ondulación de la corriente de fase trifásica controlada por el motor, proporcionar la corriente de CA controlada  
 por el motor y mejorar el rendimiento del control del motor.
- (5) La función del módulo 5 del puente trifásico es invertir la tensión de CC de la batería en una tensión de CA  
 60 para controlar la rotación del motor síncrono de imán permanente M y lograr una potencia eléctrica reforzada.
- (6) El módulo 6 de separación trifásica está conectado en serie con los tres transistores de efecto de campo  
 Q7, Q8, Q9 en las tres fases del motor síncrono de imán permanente M, y su función es desconectar estos tres  
 65 transistores de efecto de campo cuando falla el controlador del sistema de dirección, y luego cortar la corriente  
 del motor para lograr el propósito de cortar la potencia reforzada del motor, en este momento, la dirección del  
 vehículo se convierte en una dirección mecánica. Esto reduce enormemente el riesgo de accidentes que ponen

en grave peligro la seguridad del conductor debido al fallo del controlador del sistema de dirección.

(7) La función del sensor de posición del ángulo de rotación del motor 7 es captar la señal del ángulo de rotación del motor reforzador, que es una señal clave requerida para el control del motor, se instala un imán en el eje de rotor del motor síncrono de imán permanente M, que gira con el rotor, la presente invención aplica la última generación de sensor túnel del ángulo de reluctancia (sensor TMR) para detectar la posición del imán en el eje del motor, y luego puede detectar las señales de velocidad y ángulo de rotación del rotor, tiene las ventajas de un error de ángulo bajo y una tasa rápida de actualización de datos, lo que mejora enormemente el rendimiento del control del motor.

(8) El módulo 8 del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica es tres resistencias de muestreo de corriente, que se colocan en el puente inferior de cada fase del puente trifásico, convierten la señal de corriente en una señal de tensión y amplifican mediante el amplificador operacional diferencial dentro del chip 9 de control del puente trifásico, y luego se introducen al convertidor analógico a digital (ADC) en el microcontrolador 1 para convertir la tensión analógica en una tensión digital, de esta manera, el microcontrolador 1 obtiene la señal de corriente del brazo del puente inferior trifásico, al muestrear la corriente que fluye a través del puente inferior de cada fase, el microcontrolador 1 luego calcula la corriente de fase trifásica real del motor como una señal de realimentación para el control de la corriente del motor.

(9) El chip 9 de control del puente trifásico recibe la señal de control del puente trifásico introducida por el microcontrolador 1 y, luego, acciona el módulo 5 del puente trifásico para que actúe, genere la forma de onda de control correspondiente y convierta la tensión de la batería de CC a PWM para controlar el motor reforzador.

(10) La función del chip 10 de control del circuito de separación trifásica es activar el transistor de efecto de campo con separación de fases trifásica para que se encienda y apague, cuando el transistor de efecto de campo con separación de fases se enciende en el modo de funcionamiento normal, la tensión PWM generada por el puente trifásico se puede aplicar al motor por medio del transistor de efecto de campo con separación de fases para generar la corriente trifásica del motor y luego generar la potencia reforzada del motor. En caso de avería, el circuito de separación trifásica acciona el chip para apagar el transistor de efecto de campo con separación de fases y cortar la corriente del motor, con el objetivo de cortar la potencia reforzada del motor.

(11) El transceptor 11 CAN, que envía la señal de ignición y la señal de velocidad de todo el vehículo al controlador del sistema de dirección desde el bus CAN de todo el vehículo y, mientras tanto, envía los datos del controlador del sistema de dirección al bus CAN.

En la invención, también se dispone un circuito 14 de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico y se conecta entre el módulo 5 del puente trifásico, el chip 9 de control del puente trifásico y el microcontrolador 1 para lograr el propósito de estabilizar la tensión.

En referencia a la Fig. 4, las conexiones específicas del circuito de filtro de interfaz de potencia en la invención son las siguientes: el puerto VBAT está dividido en nueve canales, que están conectados respectivamente con un extremo del condensador C1, un extremo del condensador C2, un extremo del condensador C3, un extremo del condensador C4, un extremo del condensador C5, un extremo del condensador C6, un extremo del condensador C7, un extremo del condensador C8 y un extremo del inductor L1, y el otro extremo del condensador C1 se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con HGND, un extremo del condensador C14, el otro extremo del condensador C2 y un extremo del condensador C15, el otro extremo del condensador C14 y el otro extremo del condensador C15 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo del condensador C3 se divide en once canales, que están conectados respectivamente con la tierra, el otro extremo del condensador C4, el otro extremo del condensador C5, el otro extremo del condensador C6, el otro extremo del condensador C7, el otro extremo del condensador C8, un extremo del condensador C9, un extremo del condensador C10, un extremo del condensador C16, un extremo del condensador C17 y un extremo del condensador C18, el otro extremo del condensador C9 se divide en seis canales, que están conectados respectivamente con el otro extremo del inductor L1, el otro extremo del condensador C10, un extremo del condensador C11, un extremo del condensador C12, un extremo del condensador C13 y el puerto VBAT1, el otro extremo del condensador C16 está conectado con HGND1, el otro extremo del condensador C17 está conectado con HGND2, el otro extremo del condensador C18 está conectado con HGND3, y el otro extremo del condensador C11, el otro extremo del condensador C12 y el otro extremo del condensador C13 se unen y luego se conectan a tierra.

El principio de funcionamiento del circuito de filtro de interfaz de potencia es: C1 y C14 son dos condensadores cerámicos de 10 uF, que forman un filtro de condensador Y, la función principal del condensador Y es filtrar el ruido de modo común en la línea de potencia y la línea de tierra del controlador del sistema de dirección, el condensador de 10 uF es principalmente proporcionar un canal de baja impedancia para el ruido de baja frecuencia por debajo de 1 MHz, el ruido de modo común de baja frecuencia en la misma dirección y coexistente tanto en la línea de potencia como en la línea de tierra se puede introducir en la carcasa del controlador del sistema de dirección por medio de este condensador Y y regresa a la batería por el bucle de baja impedancia

de la carcasa del controlador del sistema.

C2 y C15 son dos condensadores cerámicos de 1 nF (nanofaradio), que también forman un filtro de condensador Y, el condensador de 1 nF está dirigido principalmente al ruido por encima de 30 MHz (megahercios), el ruido de alta frecuencia que coexiste tanto en la línea de potencia como en la línea de tierra formará una ruta de baja impedancia a través de C2 y C15, que se introducirá en la carcasa del controlador del sistema de dirección y regresará a la batería mediante el bucle de baja impedancia de la carcasa del controlador del sistema de dirección.

C3, C4, C5 son un conjunto de condensadores de modo diferencial, C3 es un condensador cerámico de 4,7 nF, C4 es un condensador cerámico de 1 nF y C5 es un condensador cerámico de 6,8 nF. Estos tres condensadores están conectados entre la línea de potencia y la línea de tierra del controlador del sistema de dirección, que generan respectivamente canales de baja impedancia para el ruido de interferencia de diferentes bandas de frecuencia en la línea de potencia, y se introducen en la línea de tierra del controlador del sistema de dirección y luego regresan a la batería.

C6 es un condensador electrolítico de 330 uF para la estabilización de tensión de CC, la tensión estable en este condensador electrolítico se utiliza principalmente para suministrar potencia a la parte digital del controlador del sistema de dirección, y la parte digital del controlador del sistema de dirección incluye un suministro de potencia de conmutación, que se utiliza para generar diversas tensiones requeridas por el sistema digital a partir de la tensión de la batería, este condensador electrolítico almacena la tensión de CC requerida por el suministro de potencia de conmutación digital, para reducir la ondulación del suministro de potencia del sistema digital y reducir el ruido de baja frecuencia.

C7, C8, L1, C9, C10 constituyen un filtro tipo pi, al diseñar los parámetros del filtro tipo pi, se pueden filtrar de manera pertinente las bandas de frecuencia de ruido que se desean filtrar, de modo que la señal de ruido pueda introducirse en la línea de tierra del controlador del sistema de dirección a través del filtro tipo pi, y luego regresar a la batería.

C16, C17, C18 son los condensadores de filtro de los planos de tierra de los tres controladores del sistema de dirección al chasis, puesto que la línea de tierra del controlador del sistema de dirección en general tiene mucho ruido, estos tres condensadores proporcionan un bucle de baja impedancia para el ruido en la línea de tierra a la carcasa del controlador del sistema de dirección, y luego el ruido regresa a la batería a través de la carcasa del controlador del sistema de dirección. Es muy importante que la línea de tierra o el plano de tierra del controlador del sistema de dirección formen un bucle de baja impedancia hacia la carcasa del controlador del sistema de dirección a través de la capacitancia.

C11, C12, C13 son tres grandes condensadores electrolíticos con 2200 uF (microfaradios), que proporcionan principalmente la tensión de entrada para el motor reforzador que controla el puente trifásico, los tres condensadores corresponden a las tres fases del motor que controla el puente trifásico, es decir, las tres fases U, V y W, la tensión de CC en estos tres condensadores se cambia a una tensión de CA a través del puente trifásico para activar el motor, la corriente de CA se proporciona principalmente mediante los tres condensadores, los tres grandes condensadores aseguran la estabilidad de la tensión de entrada controlada por el motor reforzador y aseguran la estabilidad del control del motor.

En este circuito, HGND, HGND1, HGND2 y HGND3 son los orificios roscados en la carcasa de metal, al atornillar tornillos conductores en la carcasa del controlador en estos orificios roscados del controlador, se logra que el ruido en la línea de potencia o la línea de tierra del controlador del sistema de dirección se introduzca en la carcasa del controlador del sistema de dirección a través del condensador. La conexión de baja impedancia aquí también es muy importante para asegurar que el ruido del controlador pueda introducirse en la carcasa del controlador del sistema de dirección a través de la posición del orificio roscado con baja impedancia y luego regresar a la batería.

El circuito de filtro de potencia puede asegurar que el controlador del sistema de dirección no se vea afectado y funcione con normalidad en el entorno de interferencia electromagnética de todo el vehículo, y asegurar que la interferencia electromagnética emitida por el controlador del sistema de dirección al exterior alcance el límite especificado.

En referencia a las Fig. 5-7, en la presente invención, el módulo 6 de separación trifásica también está conectado con diodos de baja potencia D1-D3, de modo que se forma un circuito 15 de rueda libre del motor entre el módulo 5 del puente trifásico, el módulo 6 de separación trifásica y los diodos de baja potencia D1-D3, el procedimiento de conexión específico es de la siguiente manera: el puerto VBAT se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q2 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q3, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q1 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q4 y el electrodo

de drenaje del transistor de efecto de campo Q7, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q7 está conectado con la fase U del motor eléctrico trifásico, el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q7 está conectado con el cátodo del diodo D1, y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q2 está dividido en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q8 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q5, el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q8 está conectado con el diodo D2, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q8 está conectado con la fase V del motor eléctrico trifásico, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q3 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q6 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q9, el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q9 está conectado con el diodo D3, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q9 está conectado con la fase V del motor eléctrico trifásico, y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q4, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q5 y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q6 se unen y luego se conectan a tierra, y el ánodo del diodo D1, el ánodo del diodo D2 y el ánodo del diodo D3 se unen y luego se conectan a tierra; los electrodos de compuerta del transistor de efecto de campo Q1 - Q6 se unen y se conectan con el chip 9 de control del puente trifásico.

La potencia de los diodos D1 - D3 en el circuito de rueda libre del motor es de aproximadamente 0,3 w, y estos tres diodos se colocan en el extremo de activación del transistor de efecto de campo con separación de fases correspondiente Q7 - Q9 para proporcionar la corriente de activación para que se enciendan los transistores de efecto de campo Q7 - Q9, es necesario encender el transistor de efecto de campo con separación de fases cuando se genera la tensión negativa del motor, para formar la ruta de rueda libre, la potencia de activación de los transistores de efecto de campo Q7 - Q9 es relativamente baja, por lo tanto, los tres diodos pueden seleccionar un diodo con menor potencia.

Cuando el sistema de dirección asistida eléctrica falla de repente, desconectar la potencia del motor cortando los conmutadores de separación trifásica Q7, Q8, Q9 en las tres fases del motor, es decir, cortar la corriente trifásica activada por el motor, como el motor es una gran carga inductiva, la corriente en la bobina interna no puede cambiar de repente, después de que se desconecten los transistores de efecto de campo con separación de fases Q7, Q8 y Q9, los extremos U, V y W del motor generarán una fuerza electromotriz inversa muy alta en este momento, y la fuerza electromotriz inversa es una tensión negativa o positiva muy alta, que está relacionada con la dirección del flujo de corriente en la fase del motor en este momento, los párrafos siguientes toman la fase U del motor como ejemplo para ilustrar el principio de funcionamiento del circuito de rueda libre del motor.

Como se muestra en la Figura 6, si el transistor de efecto de campo con separación de fases se desconecta de repente para cortar la potencia reforzada del motor, la corriente de la fase U del motor  $i_u$  es la dirección que fluye hacia el motor, entonces esta corriente inducirá una tensión negativa muy alta en la fase U del motor, y cuando esta tensión negativa es menor que aproximadamente -4 V, debido a la función del diodo D1, se generará una tensión positiva entre el electrodo de compuerta y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo con separación de fases Q7, y es mayor que la tensión umbral de conducción del transistor de efecto de campo Q7, el transistor de efecto de campo con separación de fases Q7 se encenderá en este momento y se forma el canal de rueda libre de la fase U, la corriente  $i_{ruedalibre}$  se extrae del diodo del cuerpo del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U y, a través del transistor de efecto de campo con separación de fases Q7, fluye hacia el motor hasta que la corriente de la fase U de este motor se consume dentro del motor y la tensión negativa generada en la fase U es mayor que -4 V, y el transistor de efecto de campo Q7 se apaga automáticamente, con lo cual se evita que dañen el conmutador de puente trifásico y el conmutador con separación de fases por una tensión negativa demasiado alta. En este proceso, solo la corriente de activación  $i_g$  encendida por el transistor de efecto de campo con separación de fases Q7 fluye a través del diodo D1 y esta corriente de activación es muy pequeña.

Como se muestra en la Figura 7, si cuando el transistor de efecto de campo con separación de fases se desconecta de repente para cortar la potencia reforzada del motor, la corriente de la fase U del motor  $i_u$  está en la dirección que fluye fuera del motor, entonces el canal de rueda libre del motor existe de forma natural en esta aplicación, la corriente  $i_{ruedalibre}$  fluye hacia el electrodo positivo de la batería desde el diodo del cuerpo del transistor de efecto de campo con separación de fases Q7 y a través del diodo del cuerpo del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U del puente de activación trifásico.

El proceso de rueda libre de la fase V y la fase W es similar al de la fase U.

Por lo tanto, el circuito puede utilizar un diodo con una potencia extremadamente baja para controlar la conmutación del transistor de efecto de campo, a fin de lograr el efecto de rueda libre del motor.

En referencia a la Fig. 8, la conexión específica del circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico es de la siguiente manera: la fase U del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo

Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q4, un extremo de la resistencia R1 y un extremo de la resistencia R2, la fase V del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q2, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q5, un extremo de la resistencia R4 y un extremo de la resistencia R5, la fase W del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q3, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q6, un extremo de la resistencia R7 y un extremo de la resistencia R8, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q2 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q3 se unen y luego se conectan con VBAT, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q4, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q5 y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q6 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R1, el otro extremo de la resistencia R4, el otro extremo de la resistencia R7 están conectados con VBAT, el otro extremo de la resistencia R2 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R3, un extremo del condensador C1 y el puerto AD1 del microcontrolador, el otro extremo de la resistencia R5 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R6, un extremo del condensador C2 y el puerto AD2 del microcontrolador, el otro extremo de la resistencia R8 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R9, un extremo del condensador C3 y el puerto AD3 del microcontrolador, el otro extremo de la resistencia R3 y el otro extremo del condensador C1 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R6 y el otro extremo del condensador C2 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R9 y el otro extremo del condensador C3 se unen y luego se conectan a tierra.

El modelo del microcontrolador utilizado en la presente invención puede ser TC234.

El circuito de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico de la presente invención también tiene dos funciones: medición de tensión de fase y diagnóstico de avería de arranque del puente trifásico, el principio de funcionamiento específico es de la siguiente manera:

(1) Medición de tensión de fase: realizar la función de medición de tensión de fase mediante el circuito divisor de tensión (R2 y R3, R5 y R6, R8 y R9) y el circuito de filtro de condensadores (C21, C22, C23) conectados directamente con las tres fases UVW del motor. La función del circuito divisor de tensión (R2 y R3, R5 y R6, R8 y R9) es dividir la tensión de fase del motor (la tensión más alta es aproximadamente igual a la tensión de entrada de la batería) en el intervalo de tensión que el módulo ADC del microcontrolador puede medir (el intervalo de medición de la tensión analógica del módulo ADC del TC234 es 0-5 V). C21, C22, C23 son tres condensadores de filtro, que se utilizan para filtrar el ruido de la tensión analógica enviada al puerto AD del microcontrolador, lo que hace que el resultado de la medición AD sea más exacto. La tensión de fase después de la división de tensión se convierte directamente en un valor digital mediante el módulo ADC del microcontrolador, y esta tensión se utiliza para el control del motor, a fin de mejorar el rendimiento del control del motor.

(2) Diagnóstico de avería de arranque del puente trifásico: puesto que el controlador del sistema de dirección asistida eléctrica tiene requisitos relativamente altos para el rendimiento en materia de seguridad, antes de que el controlador funcione con normalidad, se debe diagnosticar el conmutador de cada transistor de efecto de campo del puente trifásico para asegurar que cada conmutador sea normal, y luego el controlador puede iniciar el chip de activación del puente trifásico para realizar el control PWM en el puente trifásico, de modo que el motor genere potencia reforzada. La presente invención puede lograr diagnosticar el estado de los seis transistores de efecto de campo antes de que el chip de activación del puente trifásico no funcione, el proceso de diagnóstico específico es de la siguiente manera:

Como se muestra en la Fig. 9, tomar como ejemplo el diagnóstico del estado de funcionamiento del transistor de efecto de campo del puente superior e inferior de la fase U Q1 y Q4:

S1. el microcontrolador envía una orden de control para apagar el transistor de efecto de campo del puente superior e inferior de la fase U Q1 y Q4 al mismo tiempo, en este momento, la tensión de realimentación de la fase U es VBAT, que se introduce al microcontrolador después de dividirse por las resistencias R1, R2 y R3, por lo tanto, el valor normal de la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador debe ser  $VBAT * (R3)/(R1+R2+R3)$ ;

S2. evaluar la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador, si cumple con el valor normal, entonces entrar a S5; de lo contrario, significa que los transistores de efecto de campo Q1 y Q4 de los puentes superior e inferior de la fase U fallarán inevitablemente, ya sea que falle Q1 o Q4, necesita comparar más a fondo las tensiones de fase medidas bajo esta condición;

- S3. evaluar si la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador es igual a  $V_{BAT} \cdot (R3) / (R2 + R3)$ , si es así, el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 tiene una avería de cortocircuito; si no, entrar a S4 para seguir con la evaluación;
- 5 S4. evaluar si la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador es igual a 0, si es así, el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 tiene una avería de cortocircuito; si no, significa que tanto Q1 como Q4 pueden estar en un estado imprevisto. En este momento, el sistema no puede funcionar con normalidad y se finaliza el diagnóstico del transistor de efecto de campo de la fase U;
- 10 S5. el microcontrolador envía una orden de control para encender el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 y apagar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4, en este momento, VBAT se introduce directamente a la fase U del motor, y en este momento, la tensión de realimentación de la fase U es VBAT, que se introduce a AD1 del microcontrolador después de dividirse por las resistencias R2 y R3, por lo tanto, el valor normal de la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador en este momento debe ser  $V_{BAT} \cdot (R3) / (R2 + R3)$ ;
- 15 S6. en este momento, evaluar la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador, y si cumple con el valor normal, entrar a S8; de lo contrario, significa que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 tiene una avería, y la avería específica debe evaluarse en la etapa siguiente;
- 20 S7. evaluar si la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador es igual a  $V_{BAT} \cdot (R3) / (R1 + R2 + R3)$ , si es así, significa que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 tiene una avería de cortocircuito; si no, significa que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 no funciona con normalidad;
- 25 S8. el microcontrolador TC234 envía una orden de control para apagar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q1 y encender el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4, en este momento, la fase U del motor se conecta directamente con GND, luego el valor normal de la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador debe ser 0 V;
- 30 S9. evaluar si la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador es igual a 0, si es así, significa que los transistores de efecto de campo del puente superior e inferior de la fase U Q1 y Q4 funcionan con normalidad; si no, significa que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 tiene una avería, y la avería específica debe evaluarse en la etapa siguiente;
- 35 S10. evaluar si la tensión de realimentación de la fase U medida por el microcontrolador es igual a  $V_{BAT} \cdot (R3) / (R1 + R2 + R3)$ , si es así, significa que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U Q4 tiene una avería de cortocircuito; si no, significa que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U Q4 no funciona con normalidad.
- 40 Después de las etapas anteriores, el diagnóstico de avería de arranque del puente trifásico se puede realizar de manera fácil y cómoda sin medición adicional; en la implementación específica, el proceso de diagnóstico del transistor de efecto de campo de la fase V y fase W es el mismo que el proceso de diagnóstico de la fase U mencionado anteriormente.
- 45 La función principal del sistema de dirección asistida eléctrica es generar una potencia eléctrica reforzada a través del motor reforzador cuando el conductor del automóvil gira el volante, con el objetivo de ayudar al conductor a girar el mecanismo de dirección del automóvil con mayor facilidad y girar el automóvil. En referencia a la Fig. 10, la presente invención también diseña un procedimiento de control del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica, que se lleva a cabo según las etapas siguientes:
- 50 S1. preestablecer la curva de refuerzo o el modelo de refuerzo en el microcontrolador 1;
- S2. el microcontrolador 1 capta una señal de ignición del automóvil, una señal de velocidad del vehículo, una señal de par de fuerzas del volante y una señal de ángulo de rotación del volante;
- 55 S3'. basándose en la curva de refuerzo o el modelo de refuerzo, y según los datos relevantes captados en S2, obtener un establecimiento de señal de corriente y un establecimiento de señal de velocidad de rotación;
- 60 S3. el módulo de muestreo de corriente de fase trifásica 8 realiza un muestreo de alta precisión de las corrientes trifásicas para obtener las señales de corriente trifásica reales del motor y transmitir las señales al microcontrolador 1; la acción en sincronización con esto: el sensor de posición del ángulo de rotación del motor 7 transmite de forma sincronizada la señal de velocidad real captada del motor al microcontrolador 1;
- 65 S4. el microcontrolador 1 transmite de forma sincronizada las señales de corriente trifásica reales del motor, la señal de velocidad de rotación real del motor y el establecimiento de la señal de corriente correspondiente, el establecimiento de la señal de velocidad de rotación respectivamente al controlador de bucle cerrado de la

corriente del motor y al controlador de bucle cerrado de velocidad de rotación del motor dentro del microcontrolador 1, y realiza un procesamiento de control de bucle cerrado para obtener una señal de control de corriente y una señal de control de la velocidad de rotación;

5 S5. transmitir la señal de control de corriente y la señal de control de la velocidad de rotación al modulador PWM en el microcontrolador 1 para generar una señal de control del puente trifásico;

10 S6. transmitir la señal de control del puente trifásico al chip 9 de control del puente trifásico para activar el encendido/apagado de los seis transistores de efecto de campo Q1 - Q6 en el módulo 5 del puente trifásico, a fin de controlar el motor para generar la potencia reforzada del motor correspondiente.

Además del control normal del motor reforzador mencionado anteriormente, la presente invención tiene una función muy importante de diagnóstico de averías y protección contra averías, que incluye principalmente el mecanismo de diagnóstico de averías y protección integrado por el propio chip integrado, tal como el chip de gestión de potencia, el microcontrolador, el chip transceptor CAN, el chip de activación del puente trifásico, el diagnóstico y la protección de señales internas y circuitos periféricos mediante el chip de activación del circuito de separación trifásica, y el circuito de realimentación de tensión de fase trifásica opcional diseñado por el microcontrolador 1 también se puede usar como la función de diagnóstico de encendido del transistor de efecto de campo del puente trifásico, el microcontrolador también puede monitorizar la señal de tensión de la batería como la función de diagnóstico mediante su propio módulo de conversión analógica a digital (ADC). Cuando falla el microcontrolador 1, el chip de gestión de potencia puede apagar el chip de activación del circuito de separación trifásica mediante la señal de control del chip de gestión de potencia y luego cortar la potencia del motor; el microcontrolador puede apagar el chip de activación del circuito de separación trifásica mediante la señal de control del microcontrolador para cortar la potencia reforzada; después de que falla el chip de activación del puente trifásico, se puede cortar el módulo del puente trifásico y también se puede cortar la potencia reforzada del motor; después de que falla el chip de activación del circuito de separación trifásica, también se puede cortar el módulo de separación trifásica, para lograr el efecto de cortar a tiempo la potencia reforzada del motor. Con el diseño del mecanismo de diagnóstico y protección del controlador, se puede lograr que, independientemente de si el chip integrado está dañado o falla la otra parte del controlador, la potencia reforzada por el motor se puede cortar a tiempo para evitar accidentes más graves y proteger la seguridad de los conductores.

Las etapas específicas del procedimiento de muestreo de corriente de fase de alta precisión realizado en el módulo del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica descrito en el procedimiento de control de la presente invención son las siguientes:

Etapa 1: obtener la magnitud de la corriente del ciclo anterior y el factor de marcha PWM trifásico y utilizar el valor de corriente de fase obtenido y el valor PWM del ciclo anterior para evaluar el intervalo de la corriente actual, basándose en la característica de que la corriente del motor no cambia drásticamente, sino que cambia lentamente, hacer que la corriente actual y la corriente del ciclo anterior puedan estar en el mismo intervalo y establecer el valor de ganancia correspondiente AV y la tensión de polarización V<sub>00S</sub> del amplificador según el intervalo;

Etapa 2: calcular el valor real de la corriente de fase I<sub>PX</sub>, en el que, X representa la fase U, la fase V y la fase W en la corriente trifásica, por ejemplo, el valor real de la corriente de la fase U es I<sub>PU</sub>, el valor real de la corriente de la fase V es I<sub>PV</sub>, y el valor real de la corriente de la fase W es I<sub>PW</sub>, y en los siguientes procedimientos de cálculo específicos, el significado de X es el mismo:

Etapa 1: determinar la resolución de muestreo 2<sup>n</sup> del convertidor analógico a digital, medir respectivamente el valor de muestreo P<sub>ADCX</sub> del convertidor analógico a digital correspondiente a las tres fases de U, V y W, establecer el valor de tensión de referencia V<sub>REF</sub> y calcular la tensión de muestreo V<sub>CSXO</sub> del convertidor

analógico a digital mediante el uso de la fórmula (1-1): 
$$V_{CSXO} = \frac{P_{ADCX}}{2^{2n}} \times V_{REF}$$

Etapa 2: según la tensión de polarización establecida V<sub>00S</sub> y el valor de ganancia AV del amplificador, calcular la tensión ΔV<sub>IOS</sub> en ambos extremos de la resistencia de muestreo mediante el uso de la fórmula (1-2): 
$$\Delta V_{IOS} = \frac{V_{CSXO} - V_{00S}}{AV}$$

Etapa 3: según el valor de resistencia R de la resistencia de muestreo, calcular la corriente de muestreo I<sub>X</sub> que pasa a través de la resistencia de muestreo mediante el uso de la fórmula (1-3): 
$$I_X = \frac{\Delta V_{IOS}}{R}$$
;

60 sustituir la fórmula (1-2) en la fórmula (1-3) para obtener la fórmula (1-4): 
$$I_X = \frac{\Delta V_{IOS}}{R} = \frac{V_{CSXO} - V_{00S}}{AV \times R}$$

Etapa 4: medir la corriente cero  $I_{X0}$  de la resistencia de muestreo y la tensión de muestreo  $V_{X0}$  del convertidor analógico a digital en el estado de corriente cero, y calcular el valor de muestreo de corriente de fase  $I_{ps}$  según el valor medido y combinado con la fórmula (1-5):  $I_{ps} = I_X - I_{X0}$ ;

5 sustituir la fórmula (1-4) en la fórmula (1-5) para obtener la fórmula (1-6):

$$I_{ps} = I_X - I_{X0} = \frac{V_{CSX0} - V_{OOS}}{AV \times R} - \frac{V_{X0} - V_{OOS}}{AV \times R} = \frac{V_{CSX0} - V_{X0}}{AV \times R} .$$

Etapa 5: según el valor de polarización actual  $I_{OFF}$  provocado por el error de conexión en la conexión del circuito y el cambio de coeficiente K provocado por los factores ambientales externos, calcular el valor real  $I_{PX}$  de la corriente de fase mediante el uso de la fórmula (1-7):  $I_{PX} = K I_{ps} + I_{OFF}$ ;

sustituir la fórmula (1-6) en la fórmula (1-7) para obtener la fórmula (1-8):

$$I_{PX} = K I_{ps} + I_{OFF} = I_{PX} = K \cdot \frac{V_{CSX0} - V_{X0}}{AV \times R} + I_{OFF} .$$

15 Etapa 6: el valor real  $I_{PX}$  de la corriente de fase se puede calcular mediante la combinación de la fórmula (1-1) y la fórmula (1-8).

Etapa 3: calcular la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$ , y el procedimiento de cálculo específico es: calcular la longitud del vector de corriente  $I_s$  según el valor de la corriente real de la fase U calculado  $I_{PU}$  y el

20 valor de la corriente real de la fase W  $I_{PW}$ ,  $I_s = \sqrt{\frac{4}{3} (I_{PU}^2 + I_{PW}^2 + I_{PU} \times I_{PW})}$ .

Etapa 4: calcular la exactitud del muestreo de corriente de fase  $I_{CS}$ , el procedimiento de cálculo específico es: en primer lugar, calcular la exactitud de muestreo de la corriente monofásica  $I_{CS} =$

25  $\frac{\text{resolución } I_X}{I_{ps}} = \frac{V_{REF}}{I_{ps} \times R \times AV \times 2^{2n}}$ , en el que  $I_{ps}$  es el valor de muestreo de la corriente de fase, y la resolución  $I_X$  es el valor unitario  $I_X$  captado como unidad mínima; en segundo lugar, calcular la exactitud del

muestreo  $I_{CS}$  de la longitud del vector actual  $I_s$ ,  $I_{CS} = \frac{\text{resolución } I_s}{I} = \frac{2V_{REF}}{I \times R \times AV \times 2^{2n}}$ ,

en esta fórmula,  $I$  es el intervalo actual que se va a medir, y la resolución  $I_s$  es el valor unitario  $I_s$  captado como unidad mínima;

30 según la fórmula de  $I_{CS}$ , se puede ver que bajo la condición de que la resistencia de la resistencia de muestreo sea constante, cambiar el valor de ganancia del amplificador AV según el intervalo diferente de muestreo de corriente medido  $I$ , puede controlar la precisión del muestreo de corriente y el intervalo de muestreo de corriente de fase es

$$\frac{-V_{OOS}}{R \times AV} \sim \frac{V_{OOS}}{R \times AV} .$$

35 La presente invención aplica la última generación de sensor de posición de ángulo de rotación del motor, que mejora en gran medida el rendimiento del control del motor; aplica un circuito de separación trifásica para asegurar que la SCU pueda cortar la potencia reforzada del motor en un estado de avería, mejora en gran medida la seguridad del sistema de dirección y puede hacer que la tasa de fallos de la SCU se reduzca a menos de 500 FIT; diseña un nuevo procedimiento de muestreo de corriente de fase que puede mantener el muestreo de la corriente trifásica con una precisión relativamente alta bajo diversas corrientes, que cumple con la captación y el control en tiempo real de la corriente del motor y puede cortar el circuito a tiempo para proteger todo el sistema.

45 Aunque se han descrito anteriormente las realizaciones específicas de la presente invención, los expertos en la materia deben entender que esto es solo un ejemplo, y el alcance de protección de la presente invención está definido por las reivindicaciones adjuntas. Los expertos en la materia pueden realizar diversos cambios o modificaciones de estas realizaciones.

50

**REIVINDICACIONES**

1. Un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que incluye un motor (18) eléctrico trifásico, un microcontrolador (1), un módulo (5) del puente trifásico y un circuito (14) de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico;
- 5 el microcontrolador (1) incluye por lo menos tres extremos de captación de tensión para la conversión analógica a digital;
- 10 el motor (18) eléctrico trifásico incluye un extremo (1801) de la fase U, un extremo (1802) de la fase V y un extremo (1803) de la fase W;
- 15 el módulo (5) del puente trifásico incluye un transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1), un transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4), un transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2), un transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5), un transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) y un transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6);
- 20 el circuito (14) de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico incluye tres circuitos (1404, 1405, 1406) divisores de tensión, cada uno de los circuitos (1404, 1405, 1406) divisores de tensión incluye un extremo de tensión original, un extremo de salida divisor de tensión y un extremo de tierra, y los tres extremos de tensión original están conectados uno por uno correspondientemente con el extremo (1801) de la fase U, el extremo (1802) de la fase V y el extremo (1803) de la fase W;
- 25 los tres extremos de salida divisores de tensión están conectados eléctricamente con los tres extremos de captación de tensión para la conversión analógica a digital en una correspondencia unívoca;
- 30 el circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión se utiliza para dividir la tensión de fase del motor (18) eléctrico trifásico para que esté dentro del intervalo de tensión admitido por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital;
- 35 el extremo (1801) de la fase U está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1), el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) y el extremo de tensión original del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente;
- 40 el extremo (1802) de la fase V está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2), el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5), y el extremo de tensión original del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente;
- 45 el extremo (1803) de la fase W está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3), el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) y el extremo de tensión original del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente;
- 50 en el que el circuito (14) de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico incluye además tres circuitos (1401, 1402, 1403) elevadores, y los tres circuitos (1401, 1402, 1403) elevadores se utilizan para la elevación del extremo (1801) de la fase U, el extremo (1802) de la fase V y el extremo (1803) de la fase W en una correspondencia unívoca;
- 55 el microcontrolador (1) se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4), mediante el control del encendido o el apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) y del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) respectivamente, y basándose en la tensión captada por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente; el microcontrolador (1) también se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5), mediante el control del encendido o el apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) y del transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) respectivamente, y basándose en la tensión captada por el extremo de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente; el microcontrolador (1) también se utiliza para realizar el diagnóstico de avería de arranque en el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) y/o el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6), mediante el control del encendido o el apagado del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) respectivamente, y basándose en la tensión captada por el extremo
- 60
- 65

de captación de tensión para la conversión analógica a digital correspondiente;

el circuito controlador se caracteriza por que el circuito controlador incluye además un módulo (6) de separación trifásica, el módulo (6) de separación trifásica está conectado en serie entre el motor (18) eléctrico trifásico y el módulo (5) del puente trifásico, y el módulo (6) de separación trifásica se utiliza para cortar la conexión entre el motor (18) eléctrico trifásico y el módulo (5) del puente trifásico cuando falla el controlador del sistema de dirección;

en el que el módulo (6) de separación trifásica incluye un transistor de efecto de campo de separación de la fase U (Q7), un transistor de efecto de campo de separación de la fase V (Q8) y un transistor de efecto de campo de separación de la fase W (Q9); el circuito controlador también incluye un circuito (15) de rueda libre del motor; el circuito (15) de rueda libre del motor incluye un diodo de la fase U (D1), un diodo de la fase V (D2) y un diodo de la fase W (D3); y el ánodo del diodo de la fase U (D1), el ánodo del diodo de la fase V (D2) y el ánodo del diodo de la fase W (D3) están todos conectados a tierra;

el electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo de separación de la fase U (Q7) está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase U (D1), el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo de separación de la fase U (Q7) está conectado eléctricamente con el terminal de la fase U (1801), y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo de separación de la fase U (Q7) está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1);

el electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo de separación de la fase V (Q8) está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase V (D2), el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo de separación de la fase V (Q8) está conectado eléctricamente con el extremo (1802) de la fase V, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo de separación de la fase V (Q8) está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2);

el electrodo en forma de rejilla del transistor de efecto de campo de separación de la fase W (Q9) está conectado eléctricamente con el cátodo del diodo de la fase W (D3), el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo de separación de la fase W (Q9) está conectado eléctricamente con el extremo (1803) de la fase W, y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo de separación de la fase W (Q9) está conectado eléctricamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3).

2. El circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 1, que se caracteriza por que la tensión en el extremo de salida divisor de tensión correspondiente al extremo (1801) de la fase U es una tensión de realimentación de la fase U;

el microcontrolador (1) se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase U, cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual a un primer valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase U no es igual al primer valor por defecto de la fase U y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) y el transistor de efecto de campo de puente de fase descendente de la fase U (Q4) están en un estado imprevisto;

cuando la primera tensión de realimentación de la fase U es igual al segundo valor por defecto de la fase U, el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase U, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase U no es igual al primer valor por defecto de la fase U, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) tiene una avería de cortocircuito;

cuando la segunda tensión de realimentación de la fase U es igual al primer valor por defecto de la fase U, el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase U (Q1) para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase U y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase U, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase U es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase

U (Q1) como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase U no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase U (Q4) tiene una avería de cortocircuito;

5 la tensión en el extremo de salida divisor de tensión correspondiente al extremo (1802) de la fase V es una tensión de realimentación de la fase V;

10 el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase V, cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual a un primer valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase V no es igual al primer valor por defecto de la fase V y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) están en un estado imprevisto;

20 cuando la primera tensión de realimentación de la fase V es igual al segundo valor por defecto de la fase V, el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase V, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase V no es igual al primer valor por defecto de la fase V, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) tiene una avería de cortocircuito;

30 cuando la segunda tensión de realimentación de la fase V es igual al primer valor por defecto de la fase V, el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase V y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase V, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase V es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase V (Q2) como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase V no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase V (Q5) tiene una avería de cortocircuito;

40 la tensión en el extremo de salida divisor de tensión correspondiente al extremo (1803) de la fase W es una tensión de realimentación de la fase W;

45 el microcontrolador ((1) también se utiliza para controlar tanto el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) para apagarlos, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una primera tensión de realimentación de la fase W, cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual a un primer valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) tiene una avería de cortocircuito, y cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) tiene una avería de cortocircuito, cuando la primera tensión de realimentación de la fase W no es igual al primer valor por defecto de la fase W y no es igual a 0 y no es igual a un segundo valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) y el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) están en un estado imprevisto;

55 cuando la primera tensión de realimentación de la fase W es igual al segundo valor por defecto de la fase W, el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) para que se encienda y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) para que se apague, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una segunda tensión de realimentación de la fase W, y cuando la segunda tensión de realimentación de la fase W no es igual al primer valor por defecto de la fase W, determinar que el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) tiene una avería de cortocircuito;

60 cuando la segunda tensión de realimentación de la fase W es igual al primer valor por defecto de la fase W, el microcontrolador (1) también se utiliza para controlar el transistor de efecto de campo del puente superior de la fase W (Q3) para que se apague y, al mismo tiempo, controlar el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) para que se encienda, luego obtener la tensión de realimentación de la fase W y utilizarla como una tercera tensión de realimentación de la fase W, y cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W es igual a 0, determinar que tanto el transistor de efecto de campo del puente

superior de la fase W (Q3) como el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) funcionan con normalidad, cuando la tercera tensión de realimentación de la fase W no es igual a 0, determinar que el transistor de efecto de campo del puente inferior de la fase W (Q6) tiene una avería de cortocircuito.

5 3. El circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 1, que se caracteriza por que el circuito (1401, 1402, 1403) elevador correspondiente al extremo (1801) de la fase U incluye una primera resistencia (R1), el circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1801) de la fase U incluye una segunda resistencia (R2) y una tercera resistencia (R3), y un extremo de la primera resistencia (R1) está conectado eléctricamente al suministro de potencia del vehículo, y tanto el otro extremo de la primera resistencia (R1) como un extremo de la segunda resistencia (R2) están conectados eléctricamente al extremo de tensión original del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1801) de la fase U, y tanto el otro extremo de la segunda resistencia (R2) como un extremo de la tercera resistencia (R3) están conectados eléctricamente a la tensión extremo de salida divisor del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1801) de la fase U, y el otro extremo de la tercera resistencia (R3) está conectado a tierra;

20 el circuito (1401, 1402, 1403) elevador correspondiente al extremo (1802) de la fase V incluye una cuarta resistencia (R4), y el circuito divisor de tensión correspondiente al extremo de la fase V incluye una quinta resistencia (R5) y una sexta resistencia (R6), y un extremo de la cuarta resistencia (R4) está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo, y tanto el otro extremo de la cuarta resistencia (R4) como un extremo de la quinta resistencia (R5) están conectados eléctricamente con el extremo de tensión original del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1802) de la fase V, y tanto el extremo de la quinta resistencia (R5) y un extremo de la sexta resistencia (R6) están conectados eléctricamente con el extremo de salida divisor de tensión del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1802) de la fase V, y el otro extremo de la sexta resistencia (R6) está conectado a tierra;

30 el circuito (1401, 1402, 1403) elevador correspondiente al extremo (1803) de la fase W incluye una séptima resistencia (R7), el circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1803) de la fase W incluye una octava resistencia (R8) y una novena resistencia (R9), y un extremo de la séptima resistencia (R7) está conectado eléctricamente con el suministro de potencia del vehículo, y tanto el otro extremo de la séptima resistencia (R7) como un extremo de la octava resistencia (R8) están conectados eléctricamente con el extremo de tensión original del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1803) de la fase W, y tanto el otro extremo de la octava resistencia (R8) como un extremo de la novena resistencia (R9) están conectados eléctricamente con el extremo de salida divisor de tensión del circuito (1404, 1405, 1406) divisor de tensión correspondiente al extremo (1803) de la fase W, y el otro extremo de la novena resistencia (R9) está conectado a tierra.

40 4. Un procedimiento de muestreo para la corriente de fase trifásica del circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que se caracteriza por que,

el procedimiento de muestreo se realiza mediante el circuito controlador según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3;

45 el circuito controlador incluye un motor (18) eléctrico trifásico, un microcontrolador (1), un módulo (5) del puente trifásico, un módulo (8) del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica y un chip (9) de activación del puente trifásico;

50 el microcontrolador (1) se utiliza para generar una señal de control PWM y transmitirla al chip (9) de activación del puente trifásico; el chip (9) de activación del puente trifásico se utiliza para controlar el encendido o apagado de cada transistor de efecto de campo en el módulo (5) del puente trifásico según la señal de control PWM;

el procedimiento de muestreo incluye las etapas siguientes:

55 el módulo (8) del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica capta las señales de tensión de fase de los brazos del puente inferior de por lo menos dos fases en el módulo (5) del puente trifásico, y transmite las señales de tensión de fase al chip (9) de activación del puente trifásico; un amplificador operacional diferencial dentro del chip (9) de activación del puente trifásico amplifica la señal de tensión de fase para obtener la señal de tensión de fase amplificada y transmitirla al microcontrolador (1);  
60 el convertidor analógico a digital del microcontrolador (1) convierte la señal de tensión de fase amplificada en una tensión digital;

65 el microcontrolador (1) realiza un cálculo de muestreo de corriente de fase basándose en la tensión digital para obtener el valor real de la corriente de fase, y el microcontrolador (1) utiliza el valor real de la corriente de fase como señal de realimentación del control de corriente del motor;

en el que, el microcontrolador (1) establece el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual según el valor real de la corriente de fase en el ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM en el ciclo anterior del ciclo actual, para controlar la precisión de muestreo de la corriente de fase del motor (18) eléctrico trifásico.

5

5. El procedimiento de muestreo de la corriente de fase trifásica del circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 4, que se caracteriza por que,

10

el módulo (8) del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica incluye una resistencia de muestreo de corriente para captar las señales de tensión de fase de los brazos del puente inferior de las dos fases en el módulo (5) del puente trifásico, y las señales de tensión de fase captadas son una señal de tensión de la primera fase y una señal de tensión de la segunda fase respectivamente, el valor real de la corriente de fase correspondiente a la señal de tensión de la primera fase es el valor real de la corriente de la primera fase, y el valor real de la corriente de fase correspondiente a la señal de tensión de la segunda fase es el valor real de la corriente de la segunda fase;

15

el procedimiento de muestreo incluye además las etapas siguientes:

calcular el valor de la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  según la siguiente fórmula,

20

$$I_s = \sqrt{\frac{4}{3}(I_{P1}^2 + I_{P2}^2 + I_{P1} \times I_{P2})};$$

en el que  $I_{P1}$  representa el valor real de la corriente de la primera fase y  $I_{P2}$  representa el valor real de la corriente de la segunda fase;

25

la etapa que establece el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial en el ciclo actual según el valor real de la corriente de fase en el ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM en el ciclo anterior del ciclo actual incluye las etapas siguientes: dividir la corriente medida según la longitud del vector de corriente de fase  $I_s$  del ciclo anterior del ciclo actual y/o el factor de marcha de la señal de control PWM del ciclo anterior del ciclo actual;

30

establecer el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo de corriente según la partición donde se encuentra la corriente medida;

35

opcionalmente, las etapas de establecer el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo de corriente según la partición donde se encuentra la corriente medida incluyen:

40

el microcontrolador (1) establece el valor de ganancia y el valor de tensión de polarización del amplificador operacional diferencial del ciclo de corriente mediante la orden SPI según la partición donde se encuentra la corriente medida.

45

6. Un circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica, que incluye un microcontrolador (1), un chip (2) de gestión de potencia, un módulo (3) del circuito del filtro de interfaz de potencia, un módulo (4) estabilizador de tensión de CC, un chip (9) de activación del puente trifásico, un chip (10) de activación del circuito de separación trifásica, un transceptor (11) CAN y un motor síncrono de imán permanente M, en el que un extremo de la batería (12) está conectado a tierra, el otro extremo de la batería (12) está conectado con un fusible (13) en serie y luego dividido en dos canales, que están conectados respectivamente con el puerto de entrada de potencia del chip (2) de gestión de potencia y el puerto de entrada de potencia del módulo (3) del circuito del filtro de interfaz de potencia; el puerto de salida de potencia del módulo (3) del circuito del filtro de interfaz de potencia se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el puerto de entrada de potencia del chip (9) de activación del puente trifásico y el puerto de entrada de corriente del módulo (4) estabilizador de tensión de CC, el puerto de salida de corriente del módulo (4) estabilizador de tensión de CC está conectado con el puerto de entrada de corriente del módulo (5) del puente trifásico, y el puerto  $V_{MCU}$  del chip (2) de gestión de potencia está conectado con el microcontrolador (1), el puerto SPI del chip (2) de gestión de potencia está conectado con el microcontrolador (1), el puerto SPI del microcontrolador (1) también está conectado al puerto SPI del chip (9) de activación del puente trifásico y al puerto SPI del sensor de posición angular del motor (7), el puerto CAN del microcontrolador (1) está conectado al transceptor (11) CAN, y el puerto de salida de señal de control del chip (2) de gestión de potencia y el puerto de salida de señal de control del microcontrolador (1) están conectados al puerto de entrada de señal del chip (10) de activación del circuito de separación trifásica, el puerto de salida de señal del chip (10) de activación del circuito de separación trifásica está conectado al puerto de recepción de señal de control del módulo (6) de separación trifásica, el puerto de entrada de potencia del módulo (5) del puente trifásico está conectado al puerto de entrada de potencia del módulo del circuito de muestreo de la corriente de fase trifásica (8) y al puerto de entrada de potencia del chip (9) de activación del puente trifásico, el puerto de salida de señal del módulo (5) del puente trifásico está conectado al puerto de entrada de señal del módulo (6) de separación trifásica, el puerto de salida

60

de señal del módulo (6) de separación trifásica está conectado con el puerto de entrada de señal del motor síncrono de imán permanente M, y el puerto de salida de señal del motor síncrono de imán permanente M está conectado con el sensor (7) de posición angular del motor; el módulo (8) del circuito de muestreo de corriente de fase trifásica también está conectado con el puerto de entrada de la señal de corriente trifásica del chip (9) de activación del puente trifásico;

el circuito controlador se caracteriza por que el módulo (6) de separación trifásica también está conectado con diodos de baja potencia D1 ~ D3, de modo que se forma un circuito (15) de rueda libre del motor entre el módulo (5) del puente trifásico, el módulo (6) de separación trifásica y los diodos de baja potencia D1 ~ D3;

en el que el circuito de rueda libre del motor (15) está conectado de la siguiente manera: el puerto de entrada de corriente del módulo (5) del puente trifásico se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q2 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q3, y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q1 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q4 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q7, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q7 está conectado con la fase U del motor eléctrico trifásico, y el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q7 está conectado con el cátodo del diodo D1, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q2 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q8 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q5, y el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q8 está conectado con la fase V del motor eléctrico trifásico, y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q3 se divide en dos canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q6 y el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q9, el electrodo de compuerta del transistor de efecto de campo Q9 está conectado con el diodo D3, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q9 está conectado con la fase V del motor eléctrico trifásico, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q4, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q5 y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q6 se unen y luego se conectan a tierra, el ánodo del diodo D1, el ánodo del diodo D2 y el ánodo del diodo D3 se unen y luego se conectan a tierra;

los electrodos de compuerta de los transistores de efecto de campo Q1 a Q6 se unen entre sí y luego están conectados al chip (9) de activación del puente trifásico.

7. El circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 6, que se caracteriza por que un circuito de realimentación del estado de tensión de la fase de motor eléctrico trifásico (14) también está dispuesto y conectado entre el módulo (5) del puente trifásico, el chip (9) de activación del puente trifásico y el microcontrolador (1).

8. El circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 6, que se caracteriza por que los procedimientos de conexión específicos del circuito de filtro en el módulo del circuito del filtro de interfaz de potencia son los siguientes: el puerto VBAT está dividido en nueve canales, que están conectados respectivamente con un extremo del condensador C1, un extremo del condensador C2, un extremo del condensador C3, un extremo del condensador C4, y un extremo del condensador C5, un extremo del condensador C6, un extremo del condensador C7, un extremo del condensador C8, un extremo del inductor L1, el otro extremo del condensador C1 se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con HGND, un extremo del condensador C14, el otro extremo del condensador C2, y un extremo del condensador C15, el otro extremo del condensador C14 se une con el otro extremo del condensador C15 juntos y luego se conecta a tierra, el otro extremo del condensador C3 se divide en once canales, que están conectados respectivamente con la tierra, el otro extremo del condensador C4, el otro extremo del condensador C5, y el otro extremo del condensador C6, el otro extremo del condensador C7, el otro extremo del condensador C8, un extremo del condensador C9, un extremo del condensador C10, un extremo del condensador C16, un extremo del condensador C17, y un extremo del condensador C18, el otro extremo del condensador C9 se divide en seis canales, que están conectados respectivamente con el otro extremo del inductor L1, el otro extremo del condensador C10, un extremo del condensador C11, un extremo del condensador C12, un extremo del condensador C13 y el puerto VBAT1, el otro extremo del condensador C16 está conectado con HGND1, el otro extremo del condensador C17 está conectado con HGND2, y el otro extremo del condensador C18 está conectado con HGND3, y el otro extremo del condensador C11, el otro extremo del condensador C12 y el otro extremo del condensador C13 se unen y luego se conectan a tierra;

de forma alternativa, HGND, HGND1, HGND2 y HGND3 son los orificios roscados en la carcasa de metal.

9. El circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 7, que se caracteriza por que los procedimientos de conexión específicos del circuito (14) de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico son los siguientes: la fase U del motor eléctrico trifásico está conectada con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor

de efecto de campo Q4, un extremo de la resistencia R1, un extremo de la resistencia R2, la fase V del motor eléctrico trifásico está dividida en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q2, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q5, un extremo de la resistencia R4 y un extremo de la resistencia R5, la fase W del motor eléctrico trifásico se divide en cuatro canales, que están conectados respectivamente con el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q3, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q6, un extremo de la resistencia R7, un extremo de la resistencia R8, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q1, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q2, el electrodo de drenaje del transistor de efecto de campo Q3 se unen y luego se conectan con VBAT, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q4, el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q5 y el electrodo de fuente del transistor de efecto de campo Q6 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R1, el otro extremo de la resistencia R4, el otro extremo de la resistencia R7 están conectados con VBAT, el otro extremo de la resistencia R2 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R3, un extremo del condensador C21 y el puerto AD1 de MCU, el otro extremo de la resistencia R5 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R6, un extremo del condensador C22 y el puerto AD2 de MCU, el otro extremo de la resistencia R8 se divide en tres canales, que están conectados respectivamente con un extremo de la resistencia R9, un extremo del condensador C23 y el puerto AD3 de MCU, el otro extremo de la resistencia R3 y el otro extremo del condensador C21 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R6 y el otro extremo del condensador C22 se unen y luego se conectan a tierra, el otro extremo de la resistencia R9 y el otro extremo del condensador C23 se unen y luego se conectan a tierra;

los electrodos de compuerta de los transistores de efecto de campo Q1 a Q6 se unen entre sí y luego están conectados al chip (9) de activación del puente trifásico;

opcionalmente, el circuito (14) de realimentación del estado de tensión de la fase del motor eléctrico trifásico puede realizar el diagnóstico de avería de arranque del puente trifásico.

10. El procedimiento de control del circuito controlador de un sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 6, que se caracteriza por que se lleva a cabo según las etapas siguientes:

S1. preestablecer una curva de refuerzo o un modelo de refuerzo en el microcontrolador (1);

S2. el microcontrolador (1) capta una señal de ignición de un automóvil, una señal de velocidad del vehículo, una señal de par de fuerzas del volante y una señal de ángulo de rotación del volante;

S3'. basándose en la curva de refuerzo o el modelo de refuerzo, y según los datos relevantes captados en S2, obtener un establecimiento de señal de corriente y un establecimiento de señal de velocidad de rotación;

S3. el módulo (8) de muestreo de la corriente de fase trifásica realiza un muestreo de alta precisión de las corrientes trifásicas para obtener las señales de corriente trifásica reales del motor y transmite la señal al microcontrolador (1); la acción en sincronización con esto: el sensor de posición del ángulo de rotación del motor (7) transmite la señal de velocidad de rotación real del motor captada de forma sincronizada al microcontrolador (1);

S4. el microcontrolador (1) transmite de forma sincronizada las señales de corriente trifásica reales del motor, la señal de velocidad de rotación real del motor y el establecimiento de la señal de corriente correspondiente, el establecimiento de la señal de velocidad de rotación respectivamente al controlador de bucle cerrado de la corriente del motor y al controlador de bucle cerrado de velocidad de rotación del motor dentro del microcontrolador (1), y realiza un procesamiento de control de bucle cerrado para obtener una señal de control de corriente y una señal de control de la velocidad de rotación;

S5. transmitir la señal de control de corriente y la señal de control de la velocidad de rotación al modulador PWM en el microcontrolador (1) para generar una señal de control del puente trifásico;

S6. transmitir la señal de control del puente trifásico al chip (9) de activación del puente trifásico para activar el encendido/apagado de los seis transistores de efecto de campo Q1 ~ Q6 en el módulo (5) del puente trifásico, con el objetivo de controlar el motor para generar la potencia reforzada del motor correspondiente;

opcionalmente, las etapas específicas del procedimiento de muestreo de alta precisión de la corriente trifásica descrito en la etapa S3 son las siguientes:

etapa 1: obtener la magnitud de la corriente de fase en el ciclo anterior y el factor de marcha PWM trifásica;

etapa 2: calcular el valor real  $I_{Fx}$  de la corriente de fase;

etapa 3: calcular el valor de la longitud del vector de corriente de fase Is;

etapa 4: calcular el valor de la precisión de muestreo de la corriente de fase Ics;

5 etapa 5: dividir la corriente medida I según las dos condiciones del factor de marcha PWM trifásica o la longitud del vector de corriente Is;

etapa 6: modificar el valor de ganancia AV y la tensión de polarización V<sub>00S</sub> del amplificador a través de las instrucciones SPI en cada ciclo de control del convertidor analógico a digital para diferentes regiones, con el objetivo de controlar la precisión de muestreo de la corriente de fase del motor eléctrico trifásico;

X en las etapas anteriores representa la fase U, la fase V y la fase W en la corriente trifásica;

opcionalmente, el procedimiento de cálculo específico de la etapa 2 es de la siguiente manera:

15 (1) determinar la resolución de muestreo 2n del convertidor analógico a digital y medir respectivamente el valor de muestreo P<sub>ADCX</sub> del convertidor analógico a digital correspondiente a las tres fases de U, V y W, establecer el valor de tensión de referencia V<sub>REF</sub> y calcular la tensión de muestreo V<sub>CSXO</sub> del convertidor analógico a digital,

$$V_{CSXO} = \frac{P_{ADCX}}{2^{2n}} \times V_{REF};$$

20 (2) establecer la tensión de polarización V<sub>00S</sub>, determinar el valor de ganancia AV del amplificador y calcular la tensión ΔV<sub>IOS</sub> a través de la resistencia de muestreo,

$$\Delta V_{IOS} = \frac{V_{CSXO} - V_{00S}}{AV};$$

(3) calcular la corriente de muestreo I<sub>X</sub> a través de la resistencia de muestreo según el valor de resistencia R de la resistencia de muestreo.

$$I_X = \frac{\Delta V_{IOS}}{R};$$

(4) medir la corriente cero I<sub>X0</sub> de la resistencia de muestreo y la tensión de muestreo V<sub>X0</sub> del convertidor analógico a digital en el estado de corriente cero y calcular el valor de muestreo de la corriente de fase I<sub>ps</sub> según el valor medido, I<sub>ps</sub> = I<sub>X</sub> - I<sub>X0</sub>;

(5) calcular el valor real I<sub>PX</sub> de la corriente de fase según el valor de polarización de la corriente I<sub>OFF</sub> provocado por el error de conexión en la conexión del circuito y el cambio de coeficiente K provocado por los factores ambientales externos, I<sub>PX</sub> = K I<sub>ps</sub> + I<sub>OFF</sub>.

35 11. El procedimiento de control del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 10, que se caracteriza por que el procedimiento de cálculo en la etapa 3 es calcular la longitud del vector actual I<sub>S</sub>,

$$I_S = \sqrt{\frac{4}{3}(I_{PU}^2 + I_{PW}^2 + I_{PU} \times I_{PW})}$$

según el valor de la corriente real de la fase U calculado I<sub>PU</sub> y el valor de la corriente real de la fase W I<sub>PW</sub>.

40 12. El procedimiento de control del circuito controlador del sistema de dirección asistida eléctrica según la reivindicación 10, que se caracteriza por que el procedimiento de cálculo específico de la etapa 4 es: en primer lugar, calcular la precisión de muestreo de la corriente monofásica

$$I_{CX} = \frac{I_X \text{ resolution}}{I_{ps}} = \frac{V_{REF}}{I_{ps} * R * AV * 2^{2n}},$$

en el que I<sub>ps</sub> es el valor de muestreo de la corriente de fase y la resolución I<sub>X</sub> es el valor de la unidad I<sub>X</sub> captado en la unidad mínima; en segundo lugar, calcular la precisión de muestreo I<sub>CS</sub> de la longitud del vector de corriente

$$I_S, I_{CS} = \frac{I_S \text{ resolution}}{I} = \frac{2V_{REF}}{I * R * AV * 2^{2n}},$$

45 en el que I es el intervalo de corriente medido y la resolución I<sub>S</sub> es el valor de la unidad I<sub>S</sub> captado en la unidad mínima.

DIBUJOS

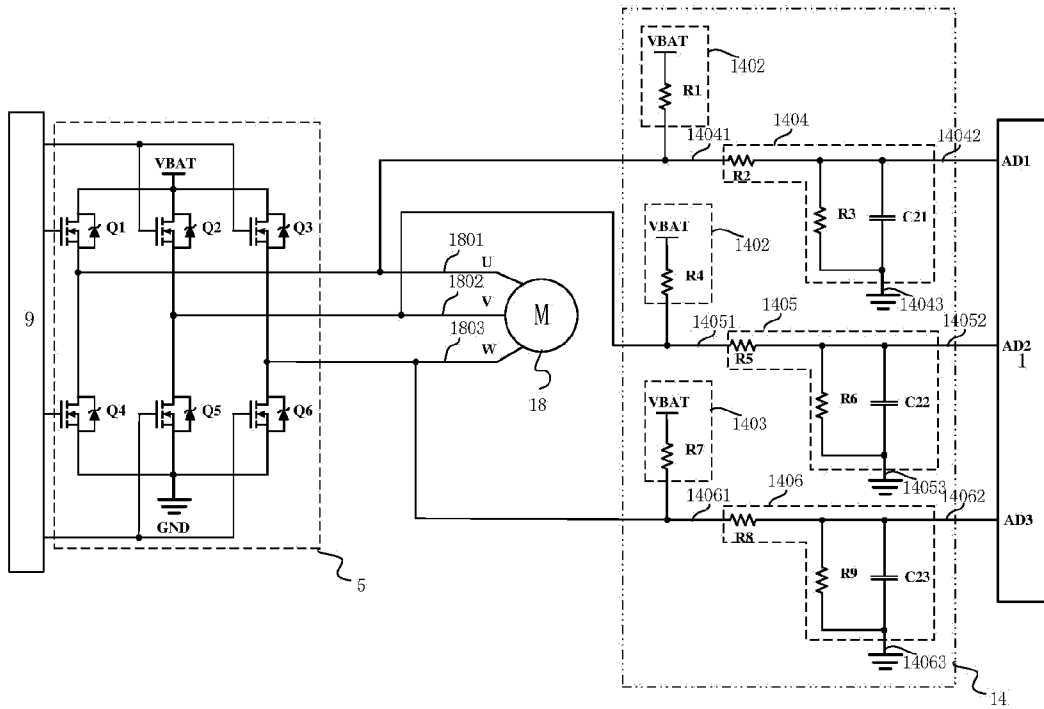


FIG. 1

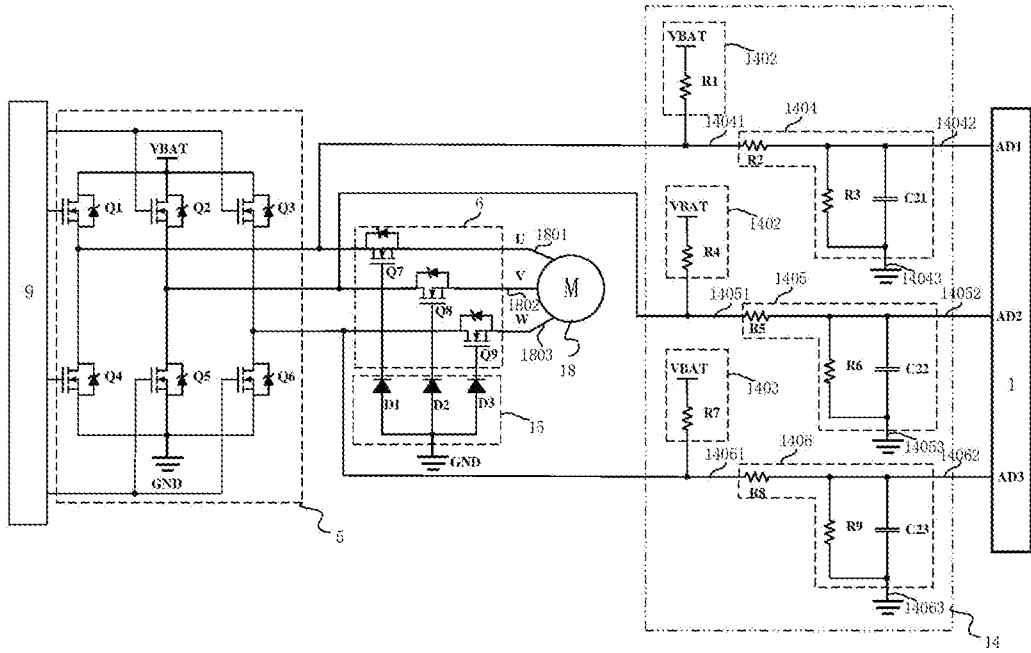


FIG. 2

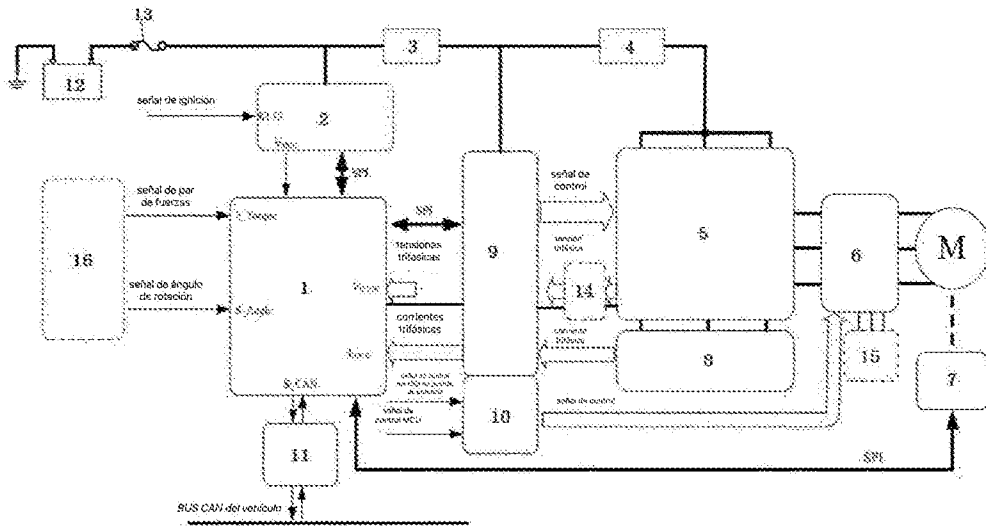


FIG. 3

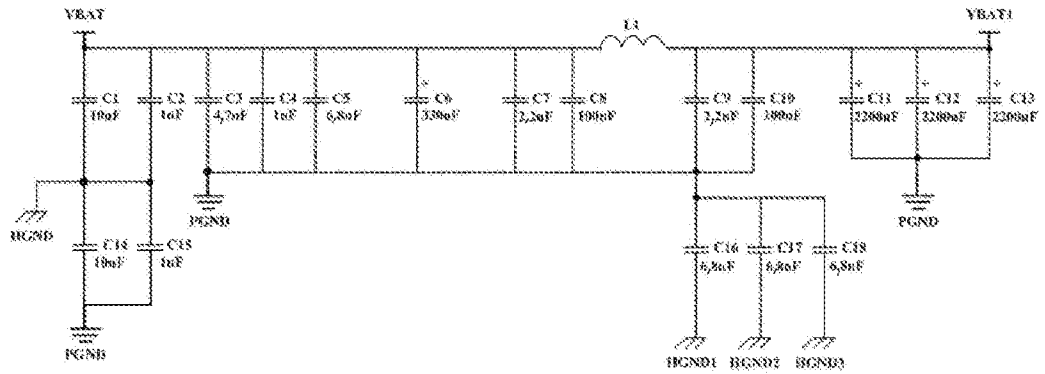


FIG. 4

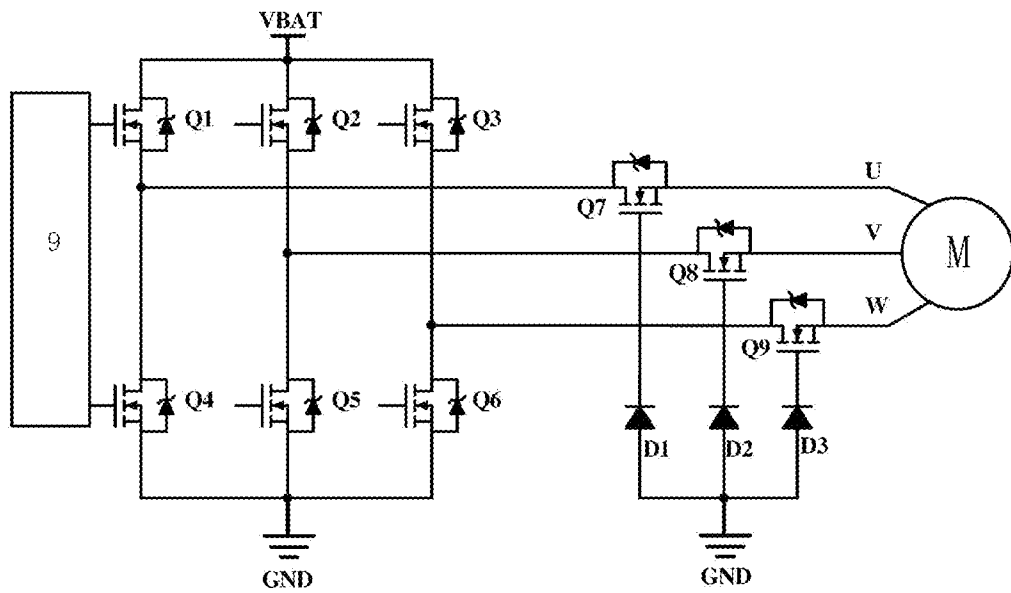


FIG. 5

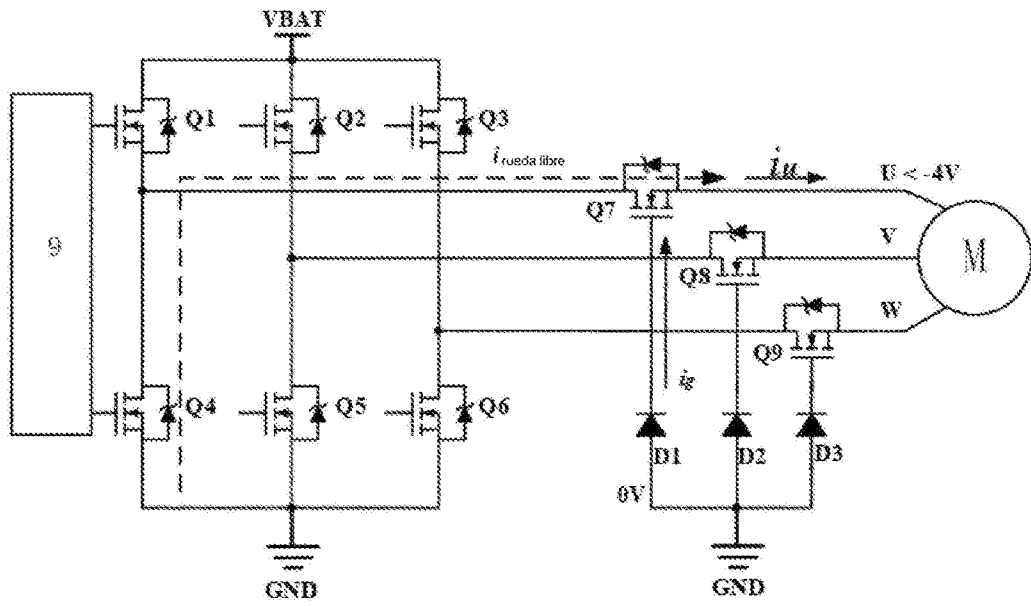


FIG. 6

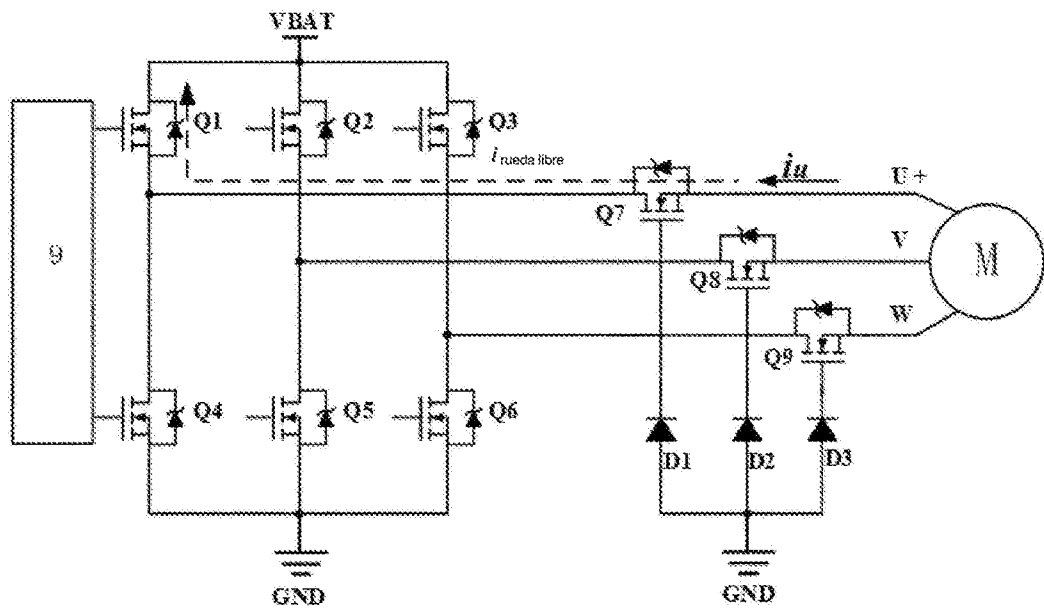


FIG. 7

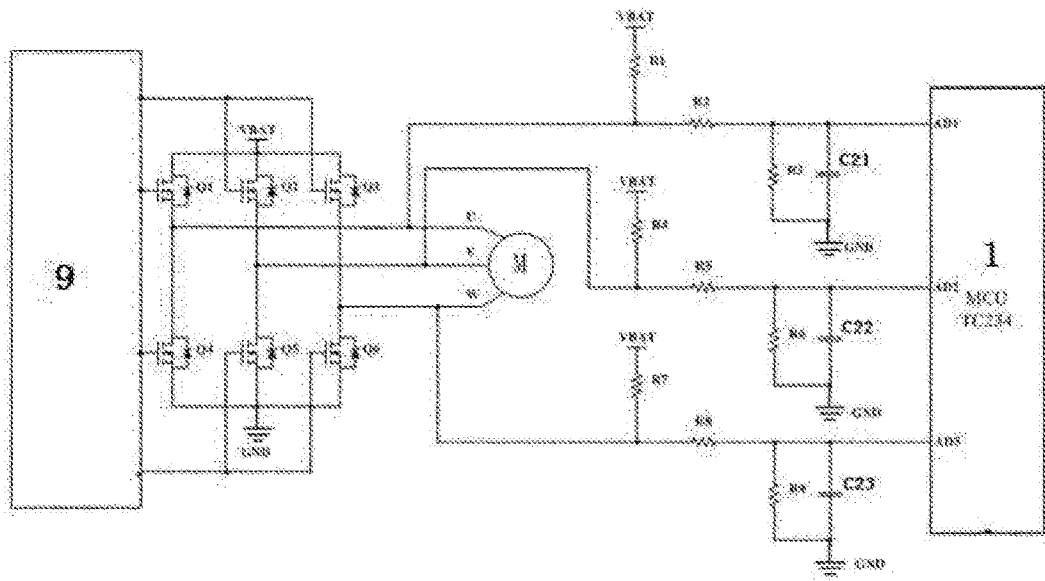


FIG. 8

